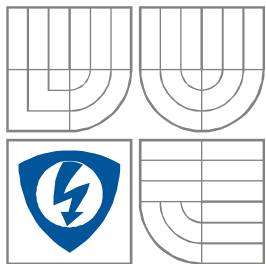


VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ  
BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY



FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A KOMUNIKAČNÍCH  
TECHNOLOGIÍ  
ÚSTAV RADIOELEKTRONIKY

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION  
DEPARTMENT OF RADIO ELECTRONICS

## SPEKTRÁLNÍ ANALYZÁTOR DO 500 MHz SPECTRUM ANALYZER UP TO 500 MHz

DIPLOMOVÁ PRÁCE  
MASTER'S THESIS

AUTOR PRÁCE  
AUTHOR

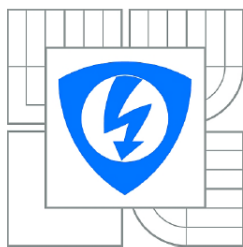
Bc. David Čada

VEDOUCÍ PRÁCE  
SUPERVISOR

doc. Ing. Jiří Šebesta, Ph.D.

BRNO, 2015





VYSOKÉ UČENÍ  
TECHNICKÉ V BRNĚ

Fakulta elektrotechniky  
a komunikačních technologií

Ústav radioelektroniky

# Diplomová práce

magisterský navazující studijní obor  
**Elektronika a sdělovací technika**

**Student:** Bc. David Čada  
**Ročník:** 2

**ID:** 125959  
**Akademický rok:** 2014/2015

## NÁZEV TÉMATU:

**Spektrální analyzátor do 500 MHz**

## POKYNY PRO VYPRACOVÁNÍ:

Proveďte systémový rozbor řešení jednoduchého spektrálního analyzátoru na bázi superheterodynu pro základní měření s kmitočtovým rozsahem do 500 MHz. Proveďte výběr stěžejních obvodů analyzátoru: kmitočtová syntéza, směšovače, filtry, detektory, řídicí systém se zobrazovací jednotkou. Navrhněte celkové schéma zapojení, stěžejní vysokofrekvenční části sestavte a proveďte jejich měření. Navrhněte ostatní části analyzátoru, jeho mechanické řešení a všechny subsystémy analyzátoru realizujte. Sestavte a odladte firmware řídicí jednotky. Proveďte kompletizaci spektrálního analyzátoru, jeho oživení a komplexní měření.

## DOPORUČENÁ LITERATURA:

[1] BOWICK, CH. RF Circuit Design, 2/E. Burlington: Elsevier Inc., 2008.

[2] ŠENFELD, M. Spektrální analyzátor 1 GHz. A radio. Praktická elektronika. 2007, roč. 12, č. 12, s. 25-27.

**Termín zadání:** 9.2.2015

**Termín odevzdání:** 21.5.2015

**Vedoucí práce:** doc. Ing. Jiří Šebesta, Ph.D.

**Konzultanti diplomové práce:**

**doc. Ing. Tomáš Kratochvíl, Ph.D.**

*Předseda oborové rady*

## UPOZORNĚNÍ:

Autor diplomové práce nesmí při vytváření diplomové práce porušit autorská práva třetích osob, zejména nesmí zasahovat nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a musí si být plně vědom následků porušení ustanovení § 11 a následujících autorského zákona č. 121/2000 Sb., včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení části druhé, hlavy VI. díl 4 Trestního zákoníku č.40/2009 Sb.

## **ABSTRAKT**

Práce se věnuje návrhu spektrálního analyzátoru typu superheterodyn s dvojitým směřováním do kmitočtu 500 MHz, dynamickým rozsahem 90 dB, mezifrekvenčními kmitočty 868,3 MHz a 10,7 MHz. Jsou řešeny jednotlivé bloky spektrálního analyzátoru jako jsou fázové závěsy, mezifrekvenční filtr typu saw, krystalový filtr, logaritmický detektor. Dále je v práci uveden samotný postup návrhu včetně doladění, měření některých bloků a měření samotného spektrálního analyzátoru.

## **KLÍČOVÁ SLOVA**

Spektrální analyzátor, superheterodyn, směšovač, fázový závěs, saw filtr

## **ABSTRACT**

This project deals with design and realization of the spectrum analyser using double superheterodyne topology with frequency range up to 500MHz. This work solves hardware blocks like phase lock loops, intermediate frequency filters, saw filter, crystal filter, logarithmic detector. Content of work is also design description and tuning of spectrum analyzer parts.

## **KEYWORDS**

Spectrum analyzer, superheterodyne, mixer, phase lock loop, saw filter

ČADA, D. *Spektrální analyzátor do 500 MHz*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, Ústav radioelektroniky, 2015. 37 s., 43 s. příloh. Diplomová práce. Vedoucí práce: doc. Ing. Jiří Šebesta, Ph.D.

## PROHLÁŠENÍ

Prohlašuji, že svoji diplomovou práci na téma Spektrální analyzátor do 500 MHz jsem vypracoval samostatně pod vedením vedoucího diplomové práce a s použitím odborné literatury a dalších informačních zdrojů, které jsou všechny citovány v práci a uvedeny v seznamu literatury na konci práce.

Jako autor uvedené diplomové práce dále prohlašuji, že v souvislosti s vytvořením této diplomové práce jsem neporušil autorská práva třetích osob, zejména jsem nezasáhl nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a/nebo majetkových a jsem si plně vědom následků porušení ustanovení § 11 a následujících zákona č. 121/2000 Sb., o právu autorském, o právech souvisejících s právem autorským a o změně některých zákonů (autorský zákon), ve znění pozdějších předpisů, včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení části druhé, hlavy VI. díl 4 Trestního zákoníku č. 40/2009 Sb.

V Brně dne .....

.....

(podpis autora)

## PODĚKOVÁNÍ

Děkuji vedoucímu diplomové práce Doc. Ing. Jiřímu Šebestovi, Ph.D. za účinnou metodickou, pedagogickou a odbornou pomoc a další cenné rady při zpracování mé diplomové práce.

# OBSAH

<b>1</b>	<b>Blokové schéma spektrálního analyzátoru</b>	<b>3</b>
<b>2</b>	<b>Návrh dílčích subsystémů spektrálního analyzátoru</b>	<b>5</b>
2.1	Fázový závěs PLL1.....	5
2.2	Fázový závěs PLL2.....	9
2.3	Směšovač MX1.....	13
2.4	Směšovač MX2.....	15
2.5	Návrh MF filtru PBF1.....	17
2.6	Návrh selektivních filtrů BPF2.....	20
2.7	Návrh IF zesilovačů.....	27
2.8	Návrh logaritmického detektoru.....	29
2.9	Návrh digitální části.....	31
2.10	Napájecí zdroj.....	35
<b>3</b>	<b>Řídící firmware spektrálního analyzátoru</b>	<b>36</b>
<b>4</b>	<b>Měření spektrálního analyzátoru</b>	<b>38</b>
<b>5</b>	<b>závěr</b>	<b>39</b>

# SEZNAM OBRÁZKŮ

Obr. 1.1 Blokové schéma spektrálního analyzátoru.....	3
Obr. 2.1.1 Schéma zapojení aktivního filtru prvního fázového závěsu (výstup z programu ADISIMPLL).....	7
Obr. 2.1.2: Fázový šum při kmitočtu 1.22 GHz.....	7
Obr. 2.1.3: Odchylka kmitočtu v závislosti na čase.....	8
Obr. 2.1.4: Schéma zapojení PLL1.....	9
Obr. 2.2.1: Schéma zapojení aktivního filtru druhého fázového závěsu.....	10
Obr. 2.2.2: Fázový šum při kmitočtu 878,3 MHz.....	11
Obr. 2.2.3: Odchylka kmitočtu v závislosti na čase.....	11
Obr. 2.2.4: Celkové schéma zapojení PLL2.....	12
Obr. 2.3.1: Směšovač MX1.....	15
Obr. 2.4.1: Směšovač MX2.....	16
Obr. 2.4.2: Frekvenční modulová a fázová charakteristika filtru použitého ve směšovači MX2.....	17
Obr. 2.5.1: Frekvenční modulová charakteristika filtru Epcos B3762.....	18
Obr. 2.5.2: Přizpůsobovací články filtru SAW.....	20
Obr. 2.6.1: Měření parametrů krystalu.....	21
Obr. 2.6.2: Schéma krystalového filtru.....	22
Obr. 2.6.3: Směrová odbočnice.....	22
Obr. 2.6.4: Směrová odbočnice - realizace.....	22
Obr. 2.6.5: Orientační frekvenční modulová charakteristika filtru 1kHz.....	23
Obr. 2.6.6: Orientační frekvenční modulová charakteristika filtru 10kHz.....	24
Obr. 2.6.7: Orientační frekvenční charakteristika filtru 180 kHz 10 dB/DIV span 1 MHz center 10,7 MHz.....	25
Obr. 2.6.8: Schéma zapojení modulu filtrů.....	26
Obr. 2.7.1: Schéma zapojení modulu IF zesilovače.....	28
Obr. 2.8.1: Detektor.....	30
Obr. 2.9.1: Schéma zapojení mikroprocesorové desky.....	31
Obr. 2.9.2: Schéma zapojení převodníku SPI/paralel pro LCD.....	33
Obr. 2.9.3: Expanzní deska SPI/paralel pro skenování klávesnice.....	34
Obr. 2.9.4: Multiplexor klávesnice.....	35
Obr. 2.10.1: Schéma zapojení zdroje.....	36
Obr. 3.1: Vývojový diagram software spektrálního analyzátoru.....	37
Obr. 4.1: Relativní změna výkonu vůči výkonu měřeného při 100 MHz.....	38





# ÚVOD

Spektrální analyzátor patří bezesporu mezi nedůležitější měřicí přístroje na pracovištích zabývajících se měření vysokofrekvenčních obvodů. Měření spektra signálu přináší velké množství informace. Z těchto informací, lze zjistit obsah a výkony harmonických složek, úroveň šumu, typy modulací, případně určit kmitočty možných zdrojů rušení v měřeném obvodu. Pouhým přidáním rozmítaného generátoru, který lze do spektrálního analyzátoru implementovat, je možné využít spektrální analyzátor i k měření frekvenční modulové charakteristiky filtrů.

Mezi první spektrální analyzátory je možné považovat měřiče úrovně obsahující vstupní selektivní obvod. Díky tomuto obvodu bylo možno na vybrané části spektra měřit úroveň signálů. Měřicí přístroje založené na uvedeném obvodovém řešení dosahují značně nízkého frekvenčního rozlišení a měření s jejich využitím má spíše informativní charakter.

První spektrální analyzátory s možností přímého zobrazení individuálních spektrálních čar se objevují už v šedesátých letech minulého století. Jednalo se o spektrální analyzátory typu superheterodyn s rozmítanými lokálními oscilátory.

Ke značnému vylepšení vlastností původních superheterodynních spektrálních analyzátorů přispěla především firma Hewlett Packard dnes známá jako Keysight Technologies. Během šesti let vývoje byly do spektrálních analyzátorů kromě jiných implementovány technologie Yttrium Iron Garnet (YIG) a plně vyvážený směšovač na křemenném substrátu s frekvenčním rozsahem od stejnosměrné složky až po kmitočty 22 GHz. Technologie YIG jak již název napovídá je založena na synteticky vytvořeném miniaturním krystalu Yttria s obsahem železa. Jedná se o feritový materiál s velmi ostrou feromagnetickou rezonancí. Krystal lze za určitých okolností využít jako úzkopásmový mikrovlnný filtr s možností přeladění ve velkém rozsahu. Přeladování krystalu Yttria je zajištěno působením vnějšího magnetického pole. Tato technologie také umožnila vytvoření širokopásmového YIG oscilátoru a harmonického násobiče.

Zmíněné technologie umožnily značné zlepšení šumových parametrů spektrálních analyzátorů. I přesto že přístroje využívající technologie YIG nepatří mezi nejnovější, jsou i po mnoha letech stále mezi jedny z parametrově velmi dobrých spektrálních analyzátorů a dodnes nebyly nižší a střední třídou spektrálních analyzátorů překonány.

Moderní analyzátory lze rozdělit do několika typů, superheterodyn, superheterodyn kombinovaný s algoritmem rychlé Fourierovy transformace, případně spektrální analyzátor založený čistě na FFT.

Čistě FFT spektrální analyzátory obsahují velice rychlý A/D převodník s rozlišením 12 a více bitů. Za nižší formu těchto analyzátorů lze považovat například spektrální FFT analyzátory integrované do běžných osciloskopů. Superheterodynní spektrální analyzátor kombinovaný s FFT obsahuje vstupní část běžného superheterodynního spektrálního analyzátoru, která umožní přeložení vyšších kmitočtů do nižšího pásma, kde následně proběhne FFT. Tato konstrukce umožňuje práci s daleko vyššími kmitočty než samotný FFT spektrální analyzátor při stejném vzorkovacím kmitočtu. Výhodou tohoto typu je vcelku snadné digitální odstranění zrcadlových kmitočtů pomocí mírné změny kmitočtu lokálního oscilátoru. Směr pohybu spektrálních složek následně prozradí zrcadlové spektrální složky.

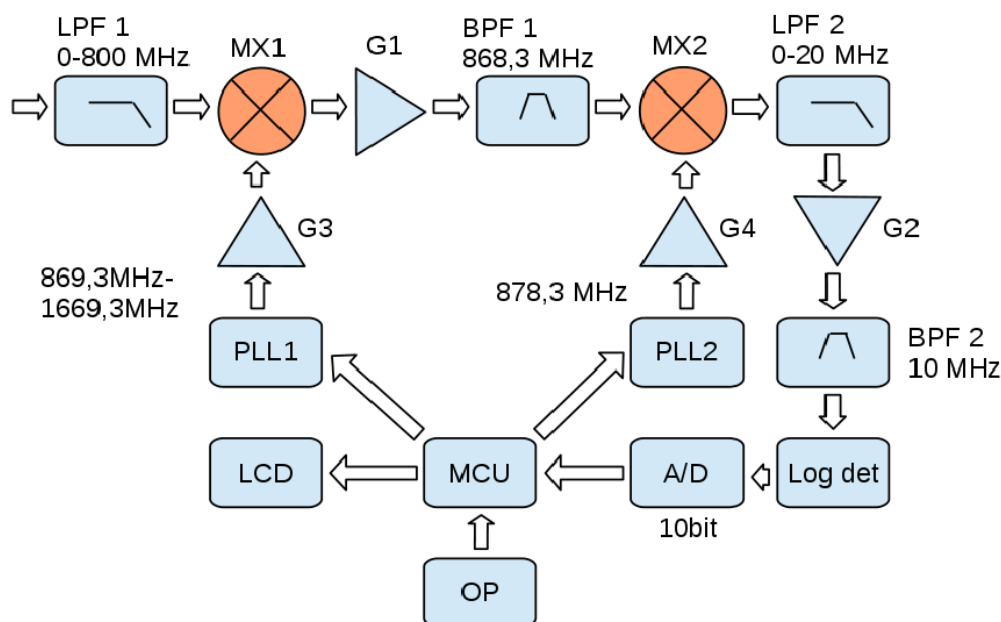
Posledním typem je čistě superheterodynní spektrální analyzátor. Za jeho výhodu lze považovat především vyšší jednoduchost ve srovnání s předchozími typy a menší nároky na výpočetní výkon digitální části.

Práce si dává za cíl vytvoření cenově dostupného spektrálního analyzátoru určeného především pro amatérské využití. Maximální snaha bude věnována vytvoření takového analyzátoru, který bude snadno modifikovatelný, modulární a zároveň bude sestaven z běžně dostupných součástek. Modularita konstrukce umožní nejen provádět měření samotných bloků, ale také jejich případné obměny za účelem vylepšení parametrů analyzátoru. Pro tuto konstrukci byl zvolen poslední uvedený typ spektrálního analyzátoru, superheterodynní a to především z důvodu vyšší jednoduchosti zpracování výstupního průběhu spektra.

# 1 BLOKOVÉ SCHÉMA SPEKTRÁLNÍHO ANALYZÁTORU

Tato část diplomové práce se věnuje návrhu. Budou zde popsány návrhy jednotlivých nejdůležitějších částí spektrálního analyzátoru a zároveň proveden rozbor spektrálního analyzátoru jako celku a následně rozbor jednotlivých částí.

Spektrální analyzátor je možné rozdělit do více samostatných bloků. Celkové blokové schéma spektrálního analyzátoru je znázorněno na Obr.1.1 Použitý typ spektrálního analyzátoru je podobný klasickému zapojení superheterodynního přijímače s dvojitým směřováním.



Obr. 1.1 Blokové schéma spektrálního analyzátoru

Signál vstupuje do bloku dolní propusti LPF 1 s mezním kmitočtem 800 MHz. Účelem této propusti je především odstranění zrcadlových kmitočtů. Filtr má zároveň pozitivní vliv na šumové vlastnosti vstupu spektrálního analyzátoru z důvodu odstranění šumů z kmitočtové oblasti vyšší než 800 MHz.

Dalším blokem spektrálního analyzátoru je směšovač MX1. Zde dochází ke směšování vstupních signálů, které prošly dolní propustí se signálem generovaným prvním fázovým závěsem PLL1. Od proměnného výstupního kmitočtu fázového závěsu PLL1 jsou odečteny vstupní kmitočty spektrálního analyzátoru. Kmitočet prvního fázového závěsu lze měnit v rozsahu od 869,3 MHz do 1669,3 MHz. Díky možnosti změny kmitočtu prvního fázového závěsu je možné následně vybírat pomocí filtru BPF 1

část spektra pro další zpracování. Vstupní úroveň směšovače může dosahovat maximálního výkonu přibližně -10 dBm. Při větší výkonové úrovni by docházelo k uplatnění nelinearity směšovače a zvětšení obsahu harmonických kmitočtů, což je v případě spektrálního analyzátoru nežádoucí.

Vzhledem ke konverzním ztrátám směšovače MX1 je nutno signál následně zesílit pomocí širokopásmového zesilovače G1. Signál dále prochází pásmovou propustí BPF1. Důvodem pro použití pásmové propusti o kmitočtu 868,3 MHz byla velká dostupnost vhodných filtrů. Použitý filtr dosahuje šířky pásma přibližně 1,5 MHz. Jeho účelem je nejen vybrat část spektra získanou směšováním s prvním fázovým závěsem PLL1, ale také odstranění samotného kmitočtu PLL1. Kmitočet PLL1 je na výstup směšovače přenášen pomocí nedokonalé izolace směšovače, která činí přibližně 30 dB.

Celková šířka pásma filtru BPF1 není na rozdíl od strmosti a potlačení v nepropustném pásmu nijak kritická. Avšak měla by být větší než výsledná požadovaná šířka pásma filtru BPF2 určujícího rozlišovací šířku pásma.

Co nejvyšší strmost pásmové BPF2 propusti zamezuje vnikání kmitočtu PLL1 při měření nejnižších kmitočtů, zatímco potlačení v nepropustném pásmu umožňuje odstranění kmitočtu PLL 1 na zbývajících kmitočtech v celé šířce jeho přeladění. Vnik kmitočtu PLL1 by mohl způsobit jednak jeho průnik až do obvodu detektoru, a zároveň by mohlo docházet k dalším intermodulačním zkreslením.

Část spektra vybraná pomocí propusti BPF 1 je následně přivedena na směšovač MX2. Od kmitočtu fázového závěsu PLL2 878,3 MHz jsou zde odečteny kmitočty procházející propustí BPF 1 výsledkem čehož je kmitočet 10 MHz. Kromě kmitočtu 878,3 MHz by bylo možno využít i kmitočet 858,3 MHz.

Následující dolní propust se stará o odstranění všech ostatních produktů směšování, odstraňuje širokopásmový šum s kmitočty vyššími než 20 MHz a zároveň, obdobně jako u první pásmové propusti BPF 1 odstraňuje i kmitočet PLL2 pronikající na výstup směšovače nedokonalou izolací.

Dalším blokem spektrálního analyzátoru je zesilovač G2. Účelem zesilovače G2 je pokrytí celkového útlumu cesty signálu od LPF 1 až k logaritmickému detektoru.

Pásmová propust BPF2 určuje výslednou měřicí šířku pásma spektrálního analyzátoru. Jedná se o filtr, případně několik filtrů s možností výběru. Užší filtr umožňuje získání nejen větší měřicí šířky pásma analyzátoru, ale také snížení hladiny vlastního šumu. Při použití úzkého filtru je zároveň vyžadován i vyšší počet kroků při měření, což způsobí nižší rychlost rozmítání. Filtry s vyšší šířkou pásma umožní rychlejší měření za cenu nižšího rozlišení a vyšší úrovně šumu. Výše popisovaný parametr je označován jako RBW (Resolution BandWidth)

Blok logaritmického detektoru, označovaný jako Log det zpracovává vstupní úroveň signálu a následně ji s logaritmickým měřítkem převádí na stejnosměrnou hodnotu vhodnou pro zpracování A/D převodníkem. Tento detektor obsahuje zároveň i dolní propust s možností nastavení několika mezních kmitočtů. Díky snížení kmitočtu dolní propusti obsažené v tomto bloku je možné snížit výstupní šum detektoru. Snížení kmitočtu detektoru má negativní vliv na rychlost měření. Šířka dolní propusti za logaritmickým detektorem je označována jako VBW (Video BandWidth).

Účelem A/D převodníku umístěného za detektorem je převod analogové hodnoty

detektoru na digitální, vhodnou pro zpracování procesorem. Rozlišení 10 bitů je v tomto případě plně dostačující, neboť rozlišení samotného displeje je přibližně čtyřnásobně menší.

O řízení spektrálního analyzátoru se stará blok MCU. Jedná se o mikrokontrolér zajišťující řízení PLL1 a PLL2 po SPI sběrnici, snímání klávesnice označené v blokovém schématu jako OP a zobrazování celkového spektra na displeji LCD. Na tento mikrokontrolér je kladen nemalý nárok z hlediska výpočetního výkonu a odesílání dat do fázového závěsu PLL1.

## 2 NÁVRH DÍLČÍCH SUBSYSTÉMŮ SPEKTRÁLNÍHO ANALYZÁTORU

### 2.1 Fázový závěs PLL1

Zdrojem proměnného kmitočtu pro první směšovač je fázový závěs PLL1. Uvedený fázový závěs je schopen přeladovat výstupní kmitočet s použitým napětím řízeným oscilátorem přibližně od kmitočtu 850 MHz do 1,7 GHz. Jako řídicí obvod fázového závěsu byl vybrán Fractional-N PLL ADF4157 firmy Analog Devices [12]. Důvodem pro vybrání obvodu ADF4157 je jeho velmi malý dosažitelný kmitočtový krok, který při vhodném zapojení činí až 330 mHz. Vysoké kmitočtové rozlišení fázového závěsu umožňuje zároveň implementaci úzkých RBW filtrů.

Použitý obvod neobsahuje integrovaný napětím řízený oscilátor, což vedlo k nutnosti použít externí napětím řízený oscilátor Crystek CVCO55BE [26] s kmitočtovým rozsahem 800-1700 MHz.

**VCO dosahuje těchto katalogových parametrů:**

- Řídicí napětí: 0.5 – 19 V
- Výstupní výkon 6 dBm
- Citlivost 60 MHz/V
- Fázový šum při offsetu 10 kHz -100 dBc/Hz
- Fázový šum při offsetu 100 kHz -122 dBc/Hz

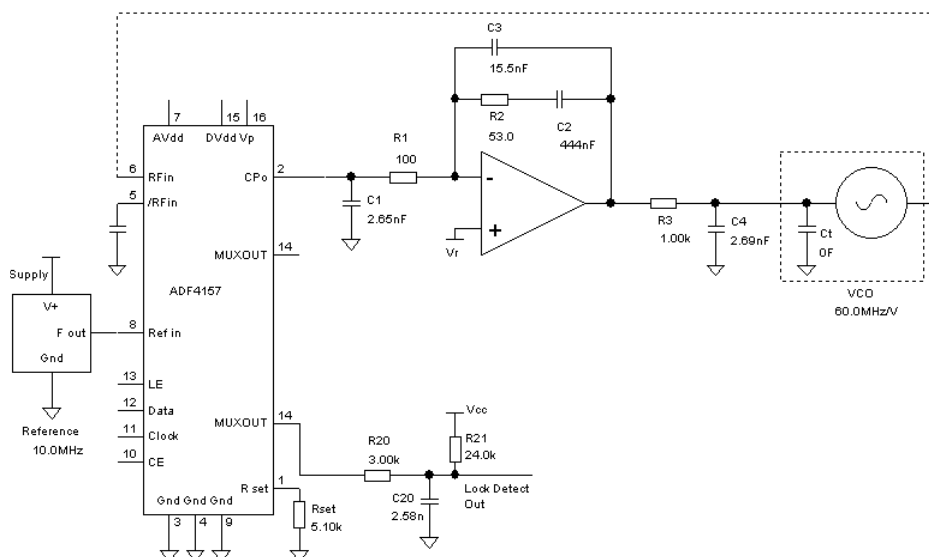
Pro řízení VCO oscilátoru je nezbytné vložit mezi PLL a VCO filtr dosahující vhodného zesílení. K tomuto účelu je typicky použit operační zesilovač zapojený jako dolní propust s invertujícím nebo neinvertujícím zapojením. Invertující zapojení aktivního filtru umožňuje díky předpětí na kladném vstupu operačního zesilovače minimalizaci spurů. Předpětí ponechává výstupní napětí fázového detektoru na hodnotě rovné přibližně polovině napájecího napětí. Aktivní filtr s neinvertujícím operačním zesilovačem předpětí nevyžaduje, jeho nevýhodou zůstává nutnost použití operačního zesilovače se vstupem typu rail-to-rail. Vzhledem k zapojení dochází při přeladování VCO ke změnám napětí výstupu fázového detektoru v téměř celém rozsahu. Tento stav může mít ve srovnání neměnného napětí invertujícího zapojení za následek zhoršení spurových vlastností výstupního spektra napětím řízeného oscilátoru. Pro první fázový závěs bylo tedy zvoleno zapojení invertující.

Pro samotný návrh a simulaci vhodného filtru byl použit program ADISIMPLL [13] firmy Analog Devices. Jako vhodný operační zesilovač byl zvolen obvod OP27 [14]. Důvodem pro tento výběr byl jeho relativně nízký napěťový šum dosahující hodnoty 3 nV/Hz, nízký vstupní proud a možnost použití vyššího napájecího napětí. Vyšší napájecí napětí umožňuje obvodu pokrytí potřeb použitého napětím řízeného oscilátoru.

**Na fázový závěs byly kladeny tyto požadavky:**

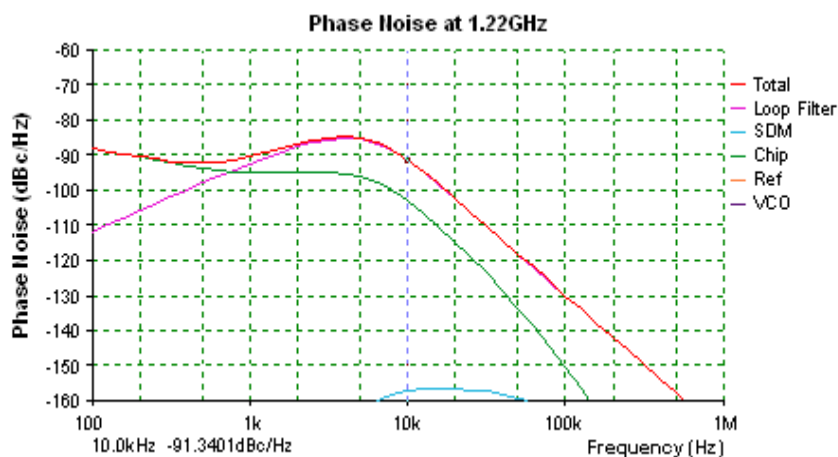
- Velká rychlost přeladění
- Minimalizace spurů
- Co nejnižší fázový šum

Při hledání vhodných parametrů filtru fázového závěsu je nutno najít vhodný kompromis. K velké rychlosti přeladění je vyžadována větší šířka pásma. Zatímco k minimalizaci spurů a fázového šumu je požadovaná šířka filtru co nejmenší. Pro první fázový závěs byla zvolena a programu ADSIM zadána šířka pásma filtru 20 kHz. Výsledný návrh zapojení filtru je možné vidět na Obr. 2.1.1. Mezi nejdůležitější výsledky simulace patří výsledný fázový šum a závislost odchylky kmitočtu na čase, které lze vyčíst z Obr. 2.1.2 a Obr. 2.1.3. Průběh fázového šumu fázového závěsu odpovídá teoretickým předpokladům. K jeho poklesu dochází až při vzdálenosti přibližně 20 kHz od základního kmitočtu, což odpovídá šířce pásma filtru PLL smyčky.



Obr. 2.1.1 Schéma zapojení aktivního filtru prvního fázového závěsu (výstup z programu ADISIMPLL)

Časová závislost odchylky kmitočtu na čase uvedená na Obr 2.1.3 vypovídá o poměrně vysoké možné rychlosti přeladování samotného fázového závěsu. Navržený fázový závěs umožňuje dle simulace provést přeladění přes celou šířku pásma v čase menším než 2,5 ms. Přeladování kmitočtu skokově přes celou šířku pásma však bude u spektrálního analyzátoru využíváno minimálně. Celkově nejvíce časově náročné bude samotné rozmítání fázového závěsu s krokem až 100 kHz. Je nutno tedy uvažovat změnu kmitočtu výrazně menší než je samotná celková šířka pásma fázového závěsu. Při zvažování změny kmitočtu 100 kHz lze odečíst z Obr 2.1.3 časový požadavek menší než 0,5 ms.



Obr. 2.1.2: Fázový šum při kmitočtu 1.22 GHz



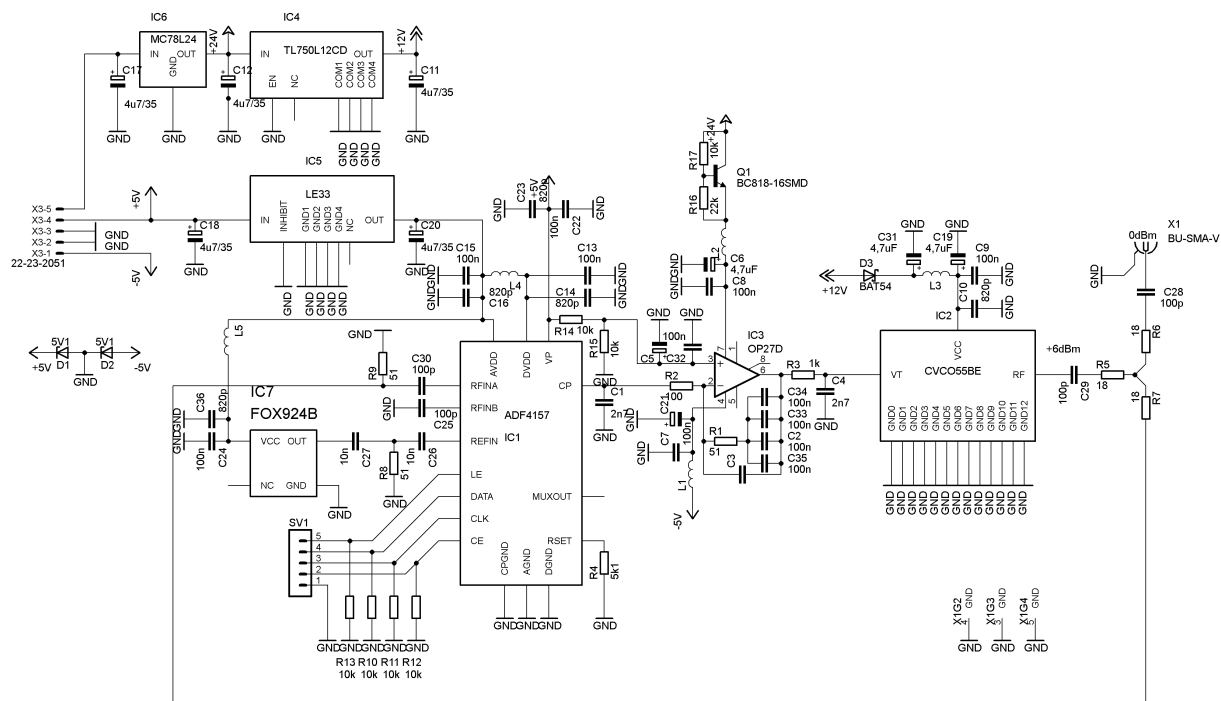
Celkové schéma fázového závěsu včetně napájecích obvodů je uvedeno na Obr 1.2.4. Zapojení vyžaduje napájecí napětí +5 V, -5 V, 27 V. Napětí 27 V je v zapojení stabilizováno na napětí 24 V pro napájení kladné větve operačního zesilovače IC3 OP27D. Pro zajištění pokrytí celého ladícího napětí napětím řízeného oscilátoru musí být záporná napájecí svorka operačního zesilovače IC3 připojena na záporné napětí -5 V. Hlavní řídicí obvod fázového závěsu vyžaduje napájecí napětí 3,3 V a 5 V. Napětí 5 V je získáno přímo z napájecích svorek fázového závěsu. Z tohoto napětí je následně stabilizována i větev 3,3 V s využitím nízkoúbytkového stabilizátoru LE33 [15]. Napětím řízený oscilátor vyžaduje pro svou správnou funkci napětí v rozsahu 11,5 V až 12 V. Pro případ že by stabilizátor měl napětí o něco vyšší než 12 V je v napájecí větvi vřazena dioda BAT54 zajišťující svým úbytkem snížení napájecího napětí o 0,5 V. Obdobný způsob je použit i v kladné napájecí větvi operačního zesilovače IC3, avšak dioda je zde



Obr. 2.1.3: Odchylka kmitočtu v závislosti na čase

nahrazena tranzistorem Q1 s odporovým děličem R17 a R16. Takto zapojený tranzistor vytváří podobně jako dioda úbytek napětí, avšak je zde možnost tento úbytek dle požadavků pomocí rezistorů změnit. Člen byl do napájecí větve vložen z důvodu snahy o minimalizaci napětíového namáhání operačního zesilovače.

Veškeré obvody, kromě napájecích, použité ve fázovém závěsu mají ve svých napájecích větvích přiřazeny paralelní kombinace keramických blokovacích kondenzátorů 100 nF a menší kondenzátor 820 pF s keramickou hmotou NP0 zajišťující blokování obvodů na vyšších kmitočtech. Pro vysokofrekvenční oddělení jednotlivých napájecích větví jsou určeny tlumivky L1 až L5. Hodnoty těchto tlumivek nejsou nijak kritické a lze zde použít téměř jakýkoli typ s vhodným rozměrem.



Obr. 2.1.4: Schéma zapojení PLL1

Zdrojem referenčního kmitočtu pro PLL je teplotně kompenzovaný 10 MHz krystalový oscilátor IC7. Důvodem pro použití teplotně kompenzovaného krystalového oscilátoru je maximalizace stability výstupního kmitočtu a tím zamezení pohybu celkového měřeného spektra. Referenční kmitočet z oscilátoru prochází následně kondenzátorem C27 za nímž následuje rezistor 51  $\Omega$  zajišťující přizpůsobení. Do samotného obvodu fázového závěsu vstupuje referenční kmitočet přes kondenzátor C26.

Výstup napětím řízeného oscilátoru je výkonově dělen do dvou větví. Jednou větví je výstup a druhá větev zakončená rezistorem o hodnotě 51  $\Omega$  tvoří zpětnou vazbu pro obvod fázového závěsu. Pro dělení výkonu je použit odporový výkonový dělič složený z rezistorů 18  $\Omega$ . Použitý odporový dělič způsobuje průchozí útlum 6 dB. Výstupný výkon modulu fázového závěsu PLL1 bude tedy 0 dBm.

Stejnoseměrné předpětí vyžadované invertujícím operačním zesilovačem je získáno pomocí odporového děliče R14, R15. V tomto uzlu je z důvodu minimalizace šumu zapojena i dvojice kondenzátorů C5 a C32.

## 2.2 Fázový závěs PLL2

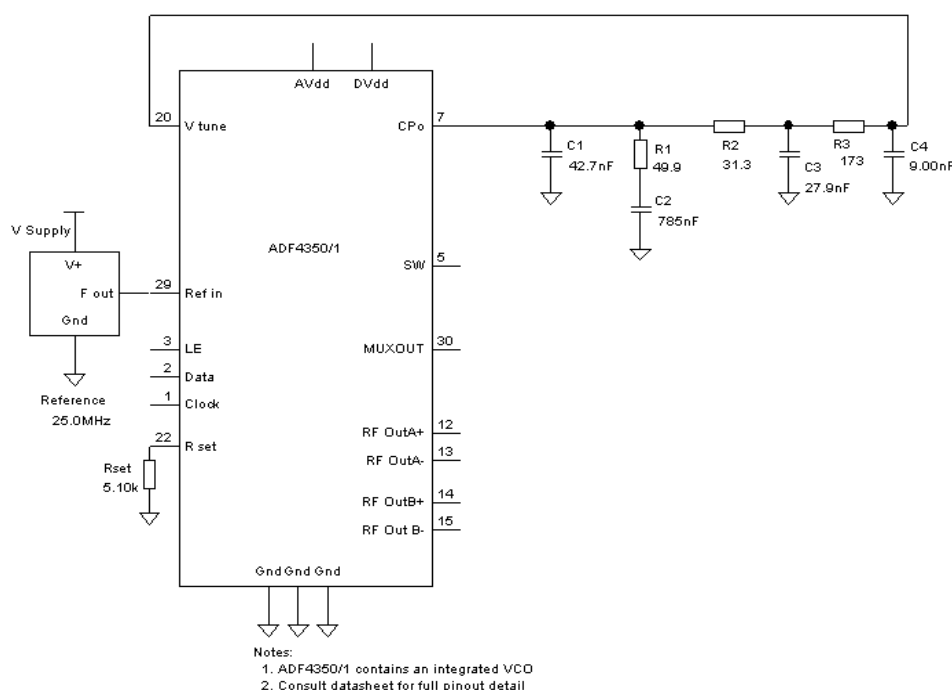
Fázový závěs PLL2 je zdrojem kmitočtu pro směšovač MX2. Jeho výstupní kmitočet je na rozdíl od fázového závěsu PLL1 neměnný a je využit při konverzi kmitočtu procházejících filtrem BPF2 na mezifrekvenční kmitočet 10 MHz. Pro konverzi je možné zvolit jeden ze dvojice kmitočtů vzdálených od kmitočtu filtru BPF2 o 10 MHz čemuž odpovídají kmitočty 878,3 MHz nebo 858,3 MHz.

Jako řídicí obvod zde byl zvolen fázový závěs ADF4351 [16]. Obvod disponuje značným kmitočtovým rozsahem od 35 MHz do kmitočtu 4,4 GHz. Jeho výhodou je také

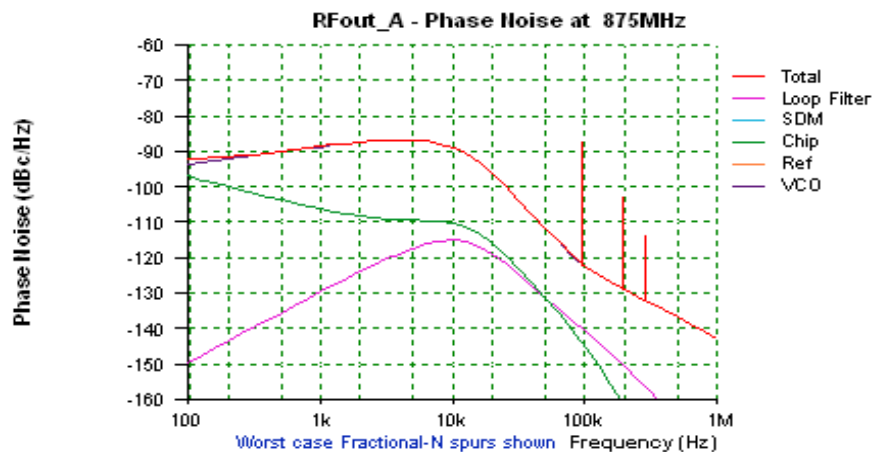
integrováný napětím řízený oscilátor. Větší pokrytí kmitočtového rozsahu umožňuje v budoucnosti případné rozšíření vstupního rozsahu spektrálního analyzátoru.

Prvním krokem v návrhu fázového závěsu je opět návrh filtru fázového detektoru. K návrhu je podobně jak je tomu u prvního fázového závěsu, použit program ADSIM. Rozdílem bude oproti předchozímu návrhu menší šířka pásma filtru 12 kHz zajišťující nižší fázový šum a lepší potlačení spurů.

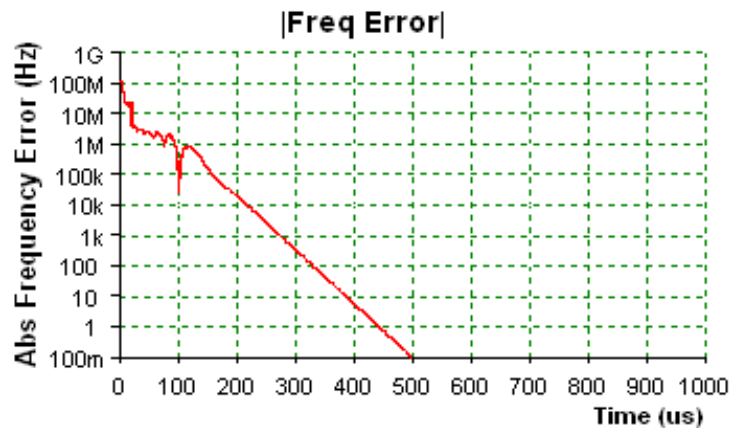
Na obrázku Obr. 2.2.1 je možné vidět návrh filtru získaný programem ADSIM. Výsledné výstupní spektrum s fázovým šumem je vyobrazeno Obr 2.2.2. horní červenou křivkou. Simulovaný průběh opět odpovídá šířce pásma 12 kHz. Ve spektru je dále možno vidět výstupní spury, jejich potlačení vůči užitečné nosné by mělo dle simulace dosahovat přibližně -87 dB. Simulace byla provedena pro kmitočet 878,3 MHz



Obr. 2.2.1: Schéma zapojení aktivního filtru druhého fázového závěsu



Obr. 2.2.2: Fázový šum při kmitočtu 878,3 MHz

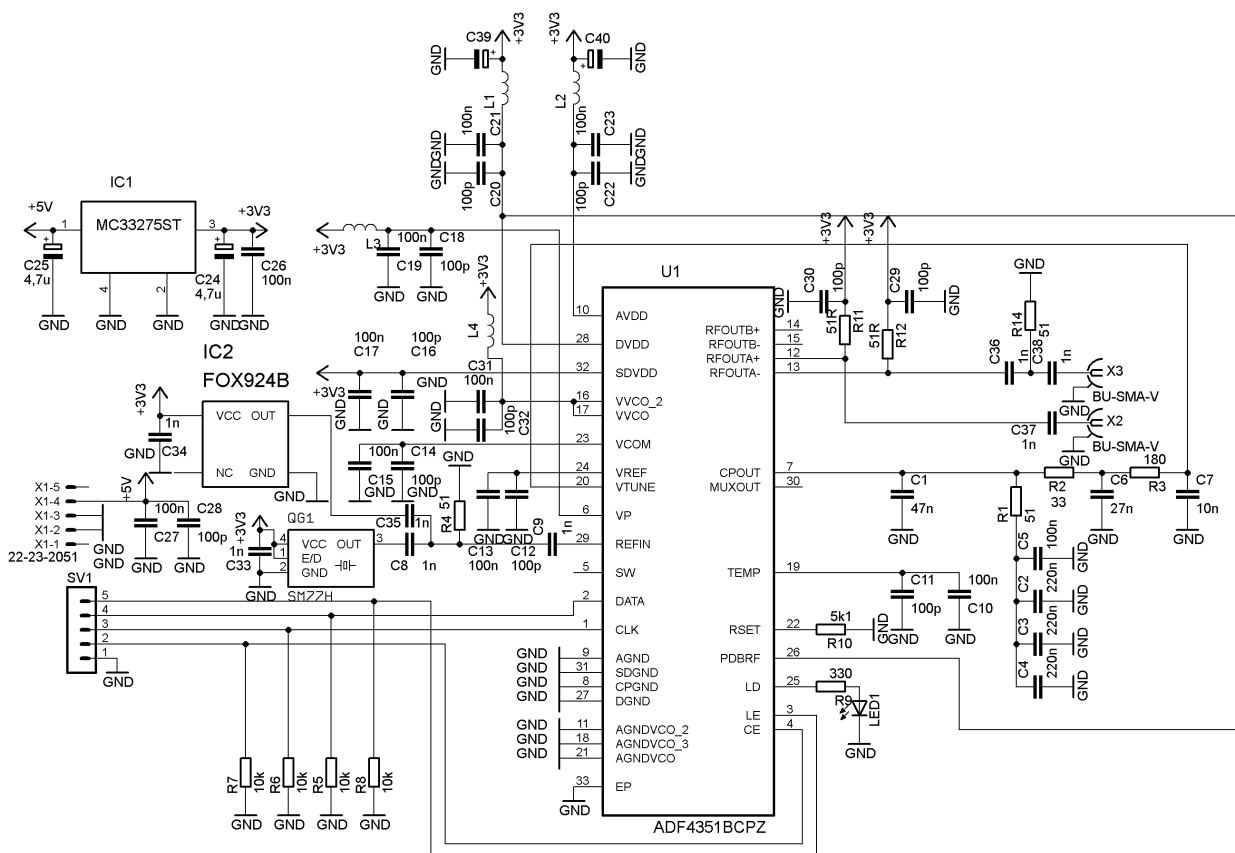


Obr. 2.2.3: Odchylka kmitočtu v závislosti na čase

Z obrázku Obr.2.2.3 lze vyčíst rychlost zachycení fázového závěsu. Pro samotný spektrální analyzátor není tato hodnota nijak podstatná neboť fázový závěs PLL2 bude provozován na neměnném kmitočtu. Jeho nastavení bude provedeno pouze jednou, a to při zapnutí analyzátoru.

Zapojení fázového závěsu PLL2 i s implementovaným filtrem je možno vidět na Obr. 2.2.4. Oproti zapojení prvního závěsu se zde vyskytuje pouze jedno napájecí napětí a to 3,3 V. Stabilizace napájecího napětí je zajištěna pomocí stabilizátoru IC1 MC33275. Stabilita stabilizátoru je zajištěna dvojicí tantalových kondenzátorů C25, C24 o kapacitě 4,7  $\mu\text{F}$  a keramickým kondenzátorem C26. Napětí získané stabilizátorem je následně rozvedeno do napájecích pinů obvodu fázového závěsu ADF4351 a krystalového oscilátoru QG1. Vysokofrekvenční oddělení napájecích větví je zajištěno tlumivkami L1 až L4. Hodnoty indukčnosti těchto tlumivek nejsou nijak kritické, v případě nouze je lze nahradit i klasickými THT rezistory o hodnotě 1  $\Omega$ . Napájecí piny obvodu fázového závěsu jsou dále blokovány oproti zemi vždy dvojicí kondenzátorů o hodnotě 100 nF a 100 pF. Kondenzátor o menší hodnotě zajišťuje filtraci vyšších kmitočtů, neboť je v jeho

případě vždy použit materiál NP0/COG vykazující lepší vysokofrekvenční vlastnosti než materiál X7R, který je typicky použit při výrobě kondenzátorů 100 nF.



Obr. 2.2.4: Celkové schéma zapojení PLL2

Zdrojem referenčního kmitočtu pro fázový závěs je krystalový oscilátor QC1 o kmitočtu 25 MHz. Použitý oscilátor je interně teplotně kompenzován za účelem dosažení minimální teplotní závislosti celého analyzátoru. Jeho výstup je kondenzátorem C8 a C9 střídavě vázán s obvodem fázového závěsu. Mezi kondenzátory je dále umístěn rezistor o hodnotě 51  $\Omega$  zajišťující impedanční přizpůsobení krystalového oscilátoru.

Výstup obvodu fázového závěsu vyžaduje výstupní přizpůsobení. Přizpůsobení u obvodu ADF4351 lze realizovat několika způsoby a to indukčností oproti napájecímu napětí, rezistorem oproti napájecímu napětí, případně LC článkem. Výhodou použití reaktančních článků je vyšší výstupní výkon. Zatímco výhodou použití odporového přizpůsobovacího článku je vyšší širokopásmovost. Vzhledem k nízkým požadavkům na výstupní výkon fázového závěsu byla zvolena varianta odporového článku 51  $\Omega$ . Výstupní přizpůsobovací články jsou tedy tvořeny rezistory R11 a R12. Ze dvojice výstupů je použit pouze výstup RFOUTA+. Výstup RFOUTA- je zakončen pomocí přizpůsobovacího rezistoru 51  $\Omega$  k zemi. V případě potřeby je možnost použít i výstup RFOUTA-. Pro přivedení signálu RFOUTA- na výstup zůstane rezistor R14 neosazen a rezistor R13 osazen. Rezistor R10 slouží k nastavení velikosti proudu výstupu CPOUT. Byla zde použita přímo katalogová doporučená hodnota.

Obvod dále disponuje indikací zachycení fázového závěsu. Indikace je provedena

pomocí pinu LD (Lock Detect). Stav zachycení je indikován diodou LED1.

Digitální vstupy fázového závěsu jsou ošetřeny rezistory R5 až R8 oproti zemi. Rezistory zajišťují nulovou vstupní úroveň pro případ stavu vysoké impedance sběrnice.

## 2.3 Směšovač MX1

Při návrhu bloku MX1 bylo nejprve nutno vybrat vhodný směšovač. Mezi nejdůležitější požadavky na směšovač pro spektrální analyzátor patří především:

- Nízký šum
- Co nejvyšší širokopásmovost
- Co nejvyšší izolace mezi porty LO-IF, LO-RF
- Co nejnižší průchozí útlum
- Co nejvyšší IP3 pro minimalizaci nežádoucích produktů

Do užšího výběru se dostala dvojice směšovačů, pasivní MAMX-007238 a aktivní směšovač LTC5510.

### **Parametry aktivního směšovače LTC5510 [17] pro použitý rozsah :**

- Impedančně přizpůsoben v rozsahu 30 MHz – 3 GHz
- IP3 23 dBm
- Šumové číslo 13dB
- vyžaduje baluny a přizpůsobení
- Izolace LO/RF < 50 dB
- Izolace LO/IF < 33 dB
- Výkon LO 0 dBm

### **Parametry pasivního směšovače MAMX-007238 [18] pro použitý rozsah :**

- Kmitočtový rozsah 5 MHz – 2,5 GHz
- IP3 18 dBm
- Šumové číslo 7 dB
- Necitlivý k přizpůsobení
- Izolace LO/RF 27 dB

- Izolace LO/IF 30 dB
- Výkon LO 13 dBm

Ze srovnání parametrů vyplývá skutečnost, že aktivní směšovač dosahuje daleko lepší izolace, IP3 a zároveň vyžaduje menší výkon lokálního oscilátoru ve srovnání se směšovačem pasivním. Naopak pasivní směšovač dosahuje výrazně menšího šumu, zároveň je necitlivý k přizpůsobení a nevyžaduje externí přizpůsobovací články.

Z dvojice směšovačů byl tedy vybrán pasivní směšovač a to především z důvodu necitlivosti k přizpůsobení a menšímu šumu. Pasivní směšovač vyžaduje i vyšší výkon lokálních oscilátorů (PLL1, PLL2). K získání vyššího výkonu bude nezbytné vřadit do cesty signálu lokálního oscilátoru zesilovač.

Topologie směšovače MAMX-007238-CM25MH odpovídá klasickému zapojení dvojité vyváženého kruhového směšovače využívajícího čtveřici PIN diod. Nevýhodou zapojení je omezení nízkých kmitočtů vstupním transformátorem. Vybraný směšovač by tedy pracoval až od kmitočtu přibližně 5 MHz. Ke zpracování nižších kmitočtů je nezbytné provést přehození vstupu RF a IF. Při této konfiguraci dojde ke zhoršení izolace z lokálního oscilátoru o 5 dB. Pronikající lokální oscilátor bude nutno dostatečně odfiltrovat pomocí filtru BPF1.

Celkové schéma modulu MX1 je možné vidět na Obr. 2.3.1 Vstupní měřený signál prochází paralelní dvojicí kondenzátorů C3 a C4. Jejich úkolem je odstranění stejnosměrné složky která by mohla poškodit vstup směšovače. Kondenzátor C3 1 nF z hmoty NP0 je určen pro vyšší kmitočty zatímco kondenzátor C4 z hmoty X7R pro kmitočty nižší. Hmota NP0 vykazuje na vyšších kmitočtech obecně daleko menší sériový odpor. Signál dále pokračuje do vstupu směšovače IF.

Kmitočet lokálního oscilátoru o úrovni 0 dBm vstupuje SMA konektorem X3. Následuje atenuátor s útlumem 2 dB, kondenzátor 100 pF pro oddělení stejnosměrné složky a zesilovač MAR3. Zesilovač MAR3 vykazuje při kmitočtu 1,6 GHz zesílení 11 dB. Směšovač požaduje pro svou správnou funkci výkon 9 dBm až 13 dBm. Tudíž zde není nutnost použít ani jeden z atenuátorů. Atenuátory jsou zde umístěny pouze pro případ, že by se ukázal zesilovač MAR3 jako nevhodný a náhradní zesilovač by měl jiné zesílení než 11 dB. Při použití MAR3 jsou tedy sériové 12  $\Omega$  rezistory atenuátoru nahrazeny nulovým rezistorem a rezistory 470  $\Omega$  neosazeny.

Hodnoty atenuátoru 2 dB lze vypočítat dle vztahů:

$$R_1 = R_3 = Z_0 \cdot \frac{10^{\frac{ATT}{20}} + 1}{10^{\frac{ATT}{20}} - 1} = 50 \cdot \frac{10^{\frac{2}{20}} + 1}{10^{\frac{2}{20}} - 1} = 436 \Omega$$

$$R_2 = \frac{\frac{Z_0}{2} \cdot 10^{\frac{ATT}{10}} - 1}{10^{\frac{ATT}{20}}} = \frac{\frac{50}{2} \cdot 10^{\frac{2}{10}} - 1}{10^{\frac{2}{20}}} = 11,6 \Omega$$

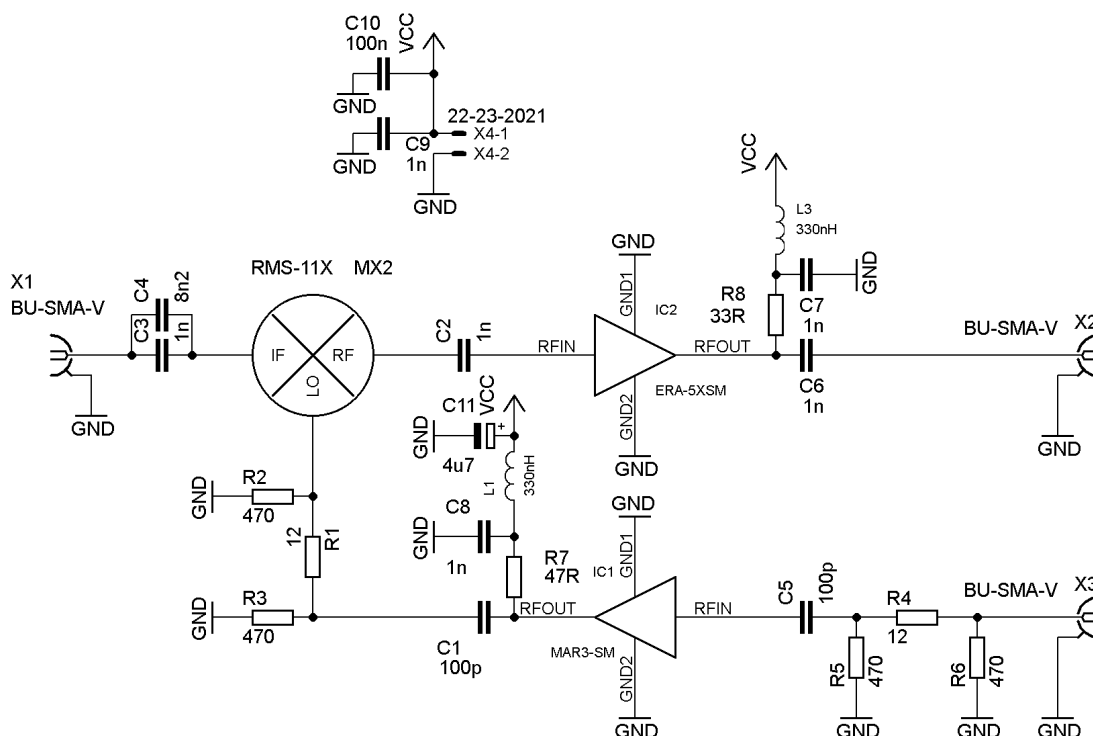
Kde:

$R_1, R_3$  jsou paralelní rezistory

$R_2$  je sériový rezistor

Zesilovač MAR3 je napájen přes rezistor  $R_7$   $47\ \Omega$  a indukčnost  $L_1$ . Hodnota rezistoru je přímo doporučena výrobcem v katalogovém listu [19].

Výstup směšovače dále pokračuje přes kondenzátor  $C_2$  zajišťující opět stejnosměrné oddělení vstupu zesilovače IC2. Úkolem zesilovače IC2 je kompenzovat výkonové ztráty směšovače a následujícího mezifrekvenčního filtru. Zesilovač je úmyslně zařazen před mezifrekvenční filtr z důvodu omezení širokopásmového šumu zesilovače filtrem. Předpokládaný zisk zesilovače v tomto zapojení odpovídá hodnotě 19 dB. Napájení zesilovače je zajišťováno stejným způsobem jako u zesilovače výkonu fázového závěsu, tedy pomocí rezistoru. Kondenzátor  $C_7$  následně slouží pouze jako vysokofrekvenční blokování v napájecí cestě.



Obr. 2.3.1: Směšovač MX1

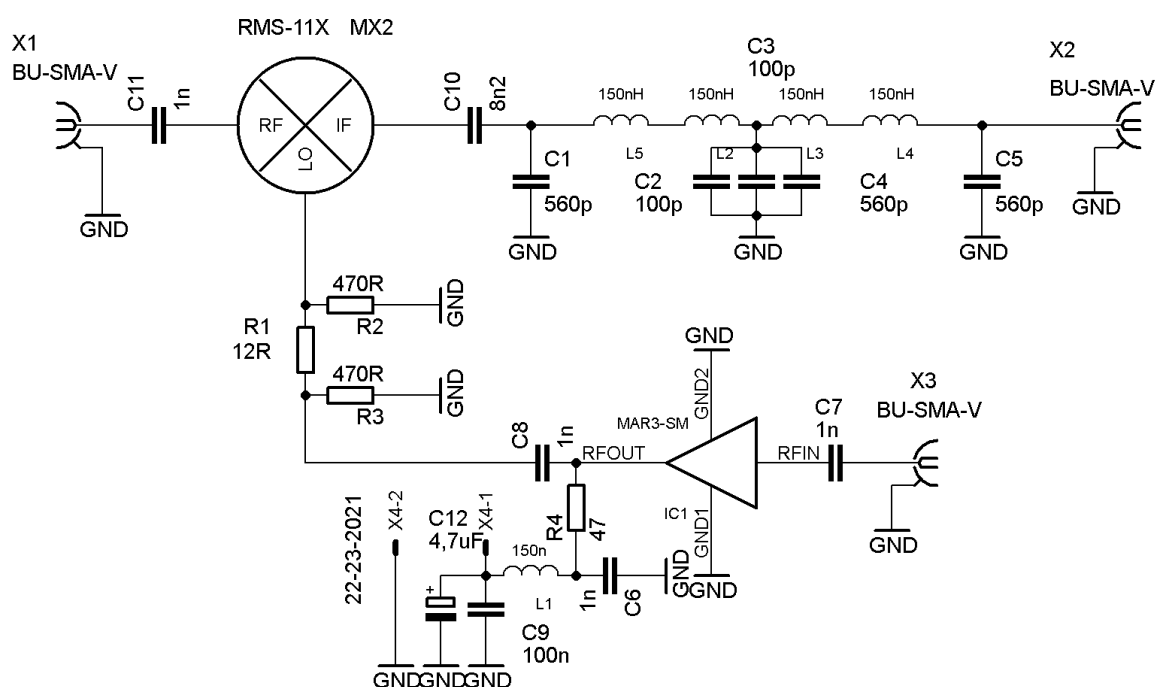
## 2.4 Směšovač MX2

Jak již bylo dříve zmíněno, obvody směšovače MX2 mají za úkol provést downkonverzi kmitočtu MF filtru BPF1 868,3 MHz na kmitočet 10 MHz případně 10,7 MHz. Signály, jenž prošly filtrem BPF1, vstupují přes kondenzátor  $C_{11}$  do



pasivního dvojité vyváženého směšovače, kde dochází ke směšování se signálem o kmitočtu 878,3 MHz. Směšovač byl pro tuto aplikaci použit obdobný jako v předchozí kapitole. Opět zde byly zohledněny především šumové vlastnosti samotného směšovače. Schéma směšovače MX2 je možno vidět na Obr. 2.4.1

Signál je na vstup LO směšovače přiváděn přes zesilovač a atenuátor z konektoru X3. Signál prochází nejprve kondenzátorem C7 za účelem odstranění případných stejnosměrných složek, následně je zesílen zesilovačem MAR3. Výstup zesilovače je opět stejnosměrně oddělen kondenzátorem C8. Dále signál prochází atenuátorem, který bude obdobně jako v předchozí kapitole u směšovače MX1 nevyužit. R1 bude tedy nahrazen nulovým rezistorem a rezistory R2,R3 neosazeny. Aplikace atenuátoru připadá v úvahu pouze v případě, že bude použit jiný zesilovač. Zesilovač je napájen přes rezistor R4 s filtrací kondenzátorem C9 a C12.



Obr. 2.4.1: Směšovač MX2

Signál ze směšovače je stejnosměrně oddělen a přiveden do filtru skládajícího se z kondenzátorů C1 až C5 a indukčností L2 až L5. Úkolem filtru je odstranění nežádoucích směšovacích produktů a to především součet kmitočtů LO a RF. Vzhledem ke kmitočtu součtové složky by mohlo docházet k jejímu pronikání BPF2, který je určen pro kmitočty 10 MHz až do samotného detektoru.

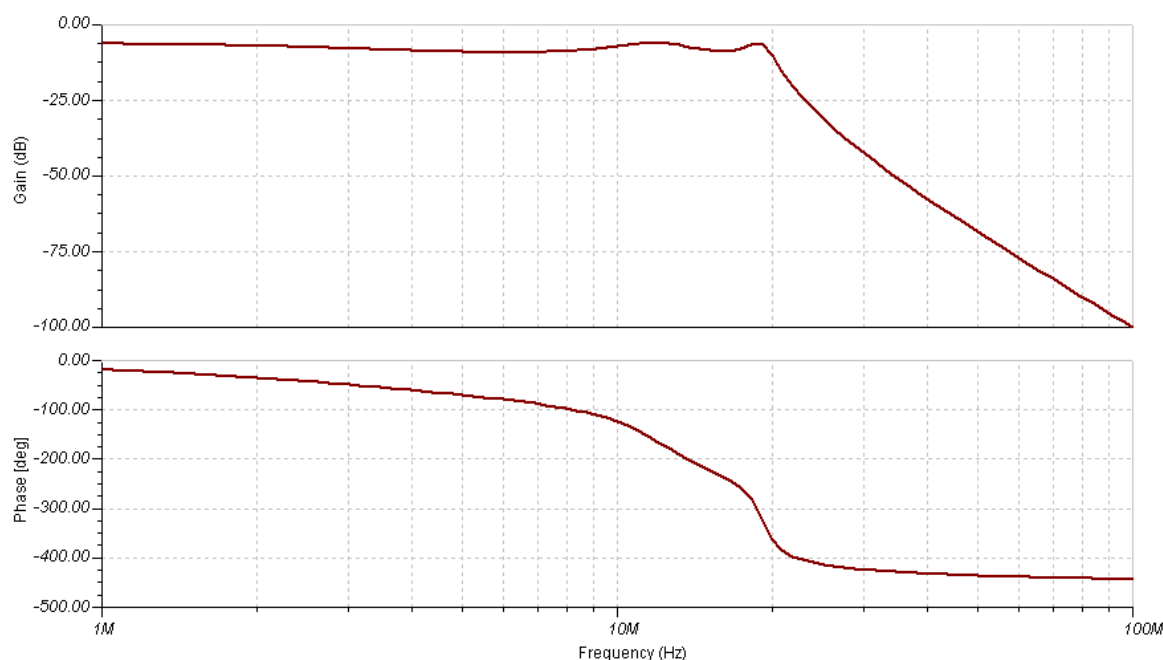
Filtr byl navržen pro mezní kmitočet 20 MHz se zvlněním 3 dB pomocí online kalkulátoru [1]. Zvlnění tohoto filtru není nijak kritické, jelikož bude používán pouze v úzké šířce pásma blízké kmitočtu BPF2.

Získané hodnoty komponent filtru:

$C1, C3 = 554 \text{ pF}$

$C2 = 722 \text{ pF}$

$L1, L2 = 303 \text{ nH}$



Obr. 2.4.2: Frekvenční modulová a fázová charakteristika filtru použitého ve směšovači MX2

Kontrola filtru proběhla za pomoci programu TINA [20], výslednou frekvenční charakteristiku je možno vidět na Obr. 2.4.2. Získaná frekvenční modulová charakteristika odpovídá požadavkům. Teoretický přenos filtru se již na kmitočtu 100 MHz se pohybuje na hodnotě -100 dB. Vyšší kmitočty jsou dostatečně potlačeny. Indukčnosti ve výsledném schématu byly rozděleny za účelem zvýšení vlastního rezonančního kmitočtu. Použití dvojice menších indukčností s vyšším vlastním rezonančním kmitočtem zajistí lepší potlačení vysokých kmitočtů, než jediná samostatná indukčnost.

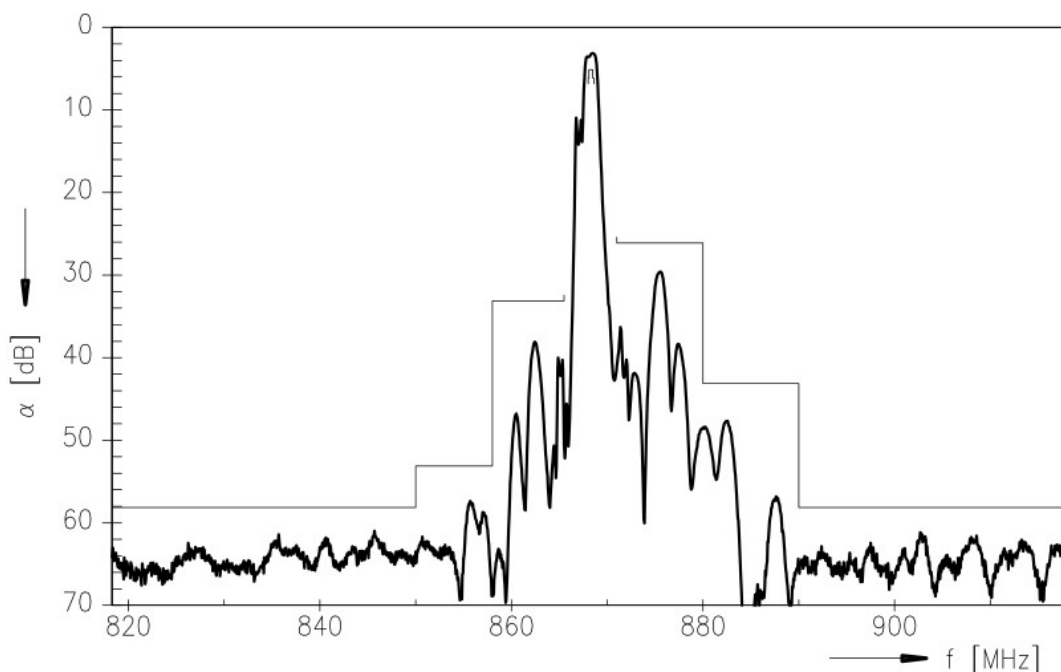
## 2.5 Návrh MF filtru PBF1

Samotný význam filtru BPF 1 byl již zmíněn v kapitole 1. Účelem filtru je tedy odstranění pronikajících kmitočtů z prvního lokálního oscilátoru díky nedokonalosti izolace směšovače MX1. Zároveň dochází díky výběru pouze malé části frekvenčního spektra k redukci šumu. Výsledná šířka pásma filtru by měla být větší než největší plánovaná šířka RBW filtru. U filtru BPF1 je zároveň vyžadováno co nejvyšší potlačení v nepropustném pásmu.

Existují zde dva základní způsoby realizace filtru vhodného pro použití v mezifrekvenčním filtru MF1. Jedním je použití klasických filtrů typu interdigital případně helical sestavených z rezonančních komor. Značnou výhodou těchto filtrů je velmi vysoké potlačení v nepropustném pásmu a možnost výběru vlastního kmitočtu. Zmíněné filtry vyžadují poměrně robustní a přesnou konstrukci pro dosažení vysokého činitele jakosti, malého útlumu v propustném pásmu. Filtr typu helical nebo interdigital může dosahovat potlačení v nepropustném pásmu více než 100 dB a činitele jakosti  $Q$  dosahujícího hodnoty 1000 a více.

Druhým typem filtru vhodným pro tuto aplikaci jsou moderní filtry SAW s povrchovou akustickou vlnou. Vzhledem ke kmitočtu filtru by rozměry klasického filtru helical nebo interdigital vycházely značné. Při požadovaném kmitočtu 868,3 MHz by filtr dosahoval rozměrů na výšku přibližně 10 cm. Minimalizace rozměrů byla jedním z důvodů proč byl pro výslednou aplikaci zvolen SAW filtr. Mezi nevýhody SAW filtru patří menší potlačení v nepropustném pásmu dosahující typicky hodnot 60dB. Samotný tvar frekvenční charakteristiky filtru s akustickou vlnou nedosahující podobně symetrického tvaru jako helical nebo interdigital není pro aplikaci v MF1 kritický. Většího potlačení v nepropustném pásmu lze dosáhnout sériovým řazením jednotlivých filtrů, čímž zároveň i narůstá potlačení v propustném pásmu. Během experimentování s filtry SAW bylo zjištěno, že pro dosažení vhodného potlačení v nepropustném pásmu je nutné filtry oddělit kovovými přepážkami. Výsledné potlačení bez kovových přepážek nedosahovalo požadovaného dvojnásobku potlačení jednoho samotného filtru. Z tohoto důvodu budou vyrobeny dva samostatné moduly filtru SAW a následně spojeny sériově.

#### Frequency response (wideband)



Obr. 2.5.1: Frekvenční modulová charakteristika filtru Epcos B3762

Z většího množství nabízených filtrů byl vybrán filtr firmy Epcos typ B3762 [21], a to především díky potlačení v nepropustném pásmu dosahujícího hodnoty až 60dB. Frekvenční charakteristiku uváděnou v katalogovém listu filtru je možno vidět na Obr 2.5.1

#### **Parametry filtru B3762 :**

- Střední kmitočet: 868.3 MHz
- Šířka pásma pro pokles 3dB: 1.35 MHz
- Typický útlum v propustném pásmu: 3.1 dB
- Potlačení v nepropustném pásmu od kmitočtu – 871 MHz 27 dB
- Potlačení v nepropustném pásmu od kmitočtu – 880 MHz 45 dB
- Potlačení v nepropustném pásmu od kmitočtu – 890 MHz 59 dB

Filtr nedosahuje vstupní a výstupní impedance 50  $\Omega$ . Je zde tedy nutnost vstupní i výstupní port filtru přizpůsobit. V katalogovém listu jsou uváděny hodnoty přizpůsobovacích reaktančních gama článků, avšak z popisu v katalogovém listu není zřejmé zda se jedná o přizpůsobovací článek pro filtr B3762. Při praktickém testu těchto přizpůsobovacích bylo zjištěno značné nepřizpůsobení. Filtr využívající vstupní paralelní kondenzátor a následně seriovou indukčnost se ukázal být zcela nevhodný. Tento fakt se následně pojevil i při simulaci přizpůsobovacího článku.

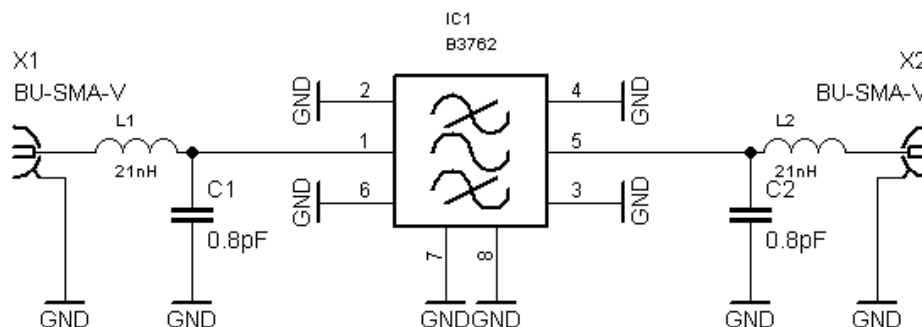
Výpočet nových přizpůsobovacích článků se tedy ukázal být nezbytný. V katalogovém listu jsou uváděny hodnoty vstupního impedanci 270 -j183,3  $\Omega$ . K výpočtu byl použit online kalkulačtor [2].

#### **Hodnoty přizpůsobovacího filtru horní propust:**

- Paralelní indukčnost 19 nH
- Sériová kapacita 1,213 pF

#### **Hodnoty přizpůsobovacího filtru dolní propust:**

- Paralelní kapacita 0,8 pF
- Sériová indukčnost 21 nH



Obr. 2.5.2: Přizpůsobovací články filtru SAW

Schéma modulu filtru je možno vidět na Obr. 2.5.2. Důvodem pro výběr přizpůsobovacího článku typu dolní propust bylo zlepšení potlačení vyšších kmitočtů filtru. Kondenzátor C1 o hodnotě 0,8 pF nelze běžně koupit avšak při praktických testech bylo zjištěno, že zde není nutnost kondenzátory C1 a C2 osazovat neboť se parazitní kapacita padů neosazeného kondenzátoru ukázala být vhodnou náhradou za samotný kondenzátor. Indukčnosti L1, L2 byly nejprve použity v pouzdře SMD 0805. Následně experimentálně nahrazeny dvojicí závitů stříbrného drátu průměru 0,5 mm. Indukčnost byla navinuta na průměr 2mm. Zvyšování případně snižování počtu závitů samonosné indukčnosti nepřineslo žádné další zlepšení. Indukčnost o 2 závitech vinutá stříbrným drátem umožnila lepší přizpůsobení filtru než klasická indukčnost 0805 a zároveň došlo k poklesu útlumu filtru v pásmu přenosu. Pro zlepšení potlačení v nepropustném pásmu byly indukčnosti pootočený za účelem minimalizace jejich vzájemné vazby.

## 2.6 Návrh selektivních filtrů BPF2

Výsledná rozlišovací schopnost RBW spektrálního analyzátoru je určena úzkými selektivními pásmovými propustmi BPF2. Filtry by měly být přepínatelné tak aby bylo možno dosahovat různých šířek pásma v rozsahu od 1 kHz až do 1 MHz.

Pro konstrukci filtru o šířce pásma 1 kHz a značnou strmostí lze výhodně použít filtr obsahující krystalové rezonátory. Za nevýhodu filtrů obsahujících krystalové rezonátory lze považovat jejich značné zpoždění způsobené časem potřebným pro mechanické rozkmitání materiálu křemenného výbrusu. Zmenšení zpoždění může být dosaženo samotným výběrem vhodného krystalu s menším výbrusem, tedy v pouzdře HC49. Krystaly použité v krystalových filtrech by měly být vzájemně kmitočtové co nejbližší, je tedy nezbytné provést měření a výběr z většího počtu krystalů. Zvýšení pravděpodobnosti nálezů stejných krystalů lze zajistit i koupí krystalů s menšími tolerancemi kmitočtu 30ppm.

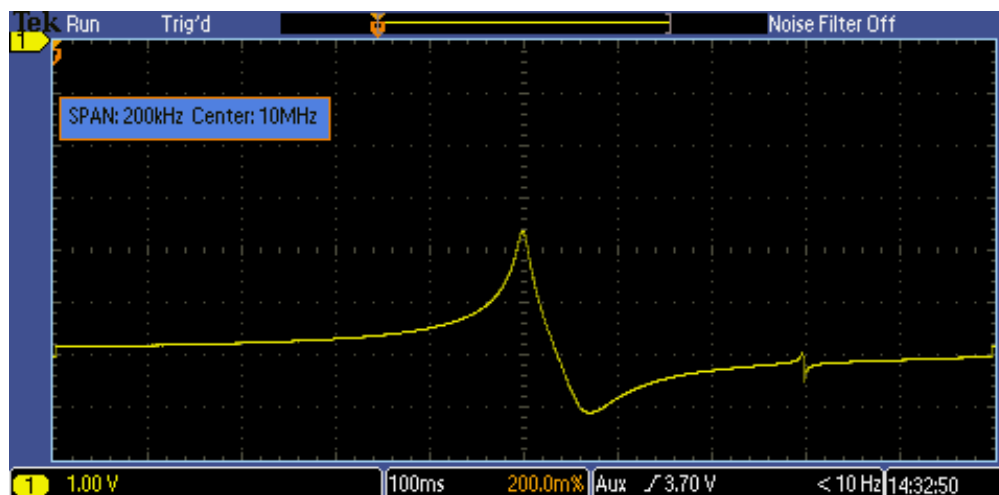
Pro aplikaci ve filtru byl vybrán krystal firmy FOX ELECTRONICS s typovým označením FOXSLF/100-20.

Návrh filtru vyžaduje měření parametrů krystalu neboť v katalogovém listu krystalů se hodnoty vhodné pro návrhy krystalových filtrů běžně neuvádí. K návrhu je vyžadován sériový rezonanční kmitočet, paralelní rezonanční kmitočet a sériová kapacita krystalu.

Zjišťování parametrů krystalů a následnému návrhu se věnuje online webová stránka [3].

K měření krystalů byl sestaven měřící přípravek z výše uvedené webové stránky, kde je taktéž určen kalkulator ostatních parametrů krystalu. Během měření je nutno určit kmitočty pro různé sériové kondenzátory krystalů a následně změřené hodnoty zadat do kalkulatoru. Při měření byl využit generátor s přímou digitální syntézou jenž generoval rozmítaný kmitočet v rozsahu 200 kHz se středním kmitočtem 10 MHz. Generovaný kmitočet byl přiveden na vstup přípravku pro měření krystalů a následně přiveden na logaritmický detektor. Výstup detektoru byl přiveden na vstup osciloskopu. Rozmítání osciloskopu nastaveno na NORMAL a časová základna osciloskopu spouštěna impulsem z generátoru přivedeným na vstup aux. Výslednou frekvenční charakteristiku přípravku s krystalem je možno vidět na Obr. 2.6.1. Z obrázku lze snadno vyčíst kmitočet sériové rezonance určený první špičkou a následný kmitočet paralelní rezonance.

Při měření se ukázala značná kmitočtová shodnost jednotlivých krystalů. I při nastavení menšího rozsahu rozmítaného kmitočtu byly sériové rezonanční kmitočty krystalů téměř shodné. Z této skutečnosti lze usuzovat, že krystaly pochází z jedné výrobní série.



Obr. 2.6.1: Měření parametrů krystalu

#### **Změřené sériové a paralelní kmitočty krystalu pro různé sériové kondenzátory:**

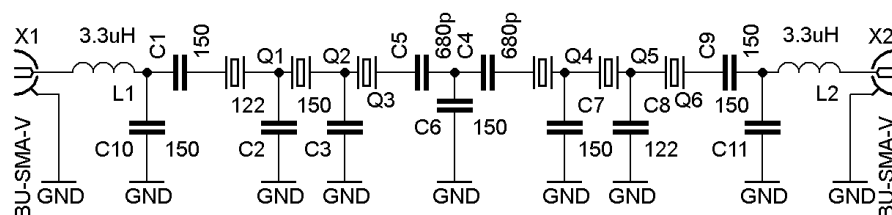
- Sériový rezonanční kmitočet (  $C_s = 10 \text{ pF}$  ) 10 MHz +1640 Hz
- Sériový rezonanční kmitočet (  $C_s = 27 \text{ pF}$  ) 10 MHz -359 Hz
- Sériový rezonanční kmitočet (  $C_s = \text{zkrat}$  ) 10 MHz -1860 Hz
- Paralelní rezonanční kmitočet 10 MHz -14250 Hz

Pozn:  $C_s$  odpovídá sériovému kondenzátoru v přípravku

### Vypočtené parametry krystalů :

- $C_s = 8,937 \text{ fF}$
- $L_s = 28,35 \text{ mH}$
- $C_p = 2,733 \text{ pF}$

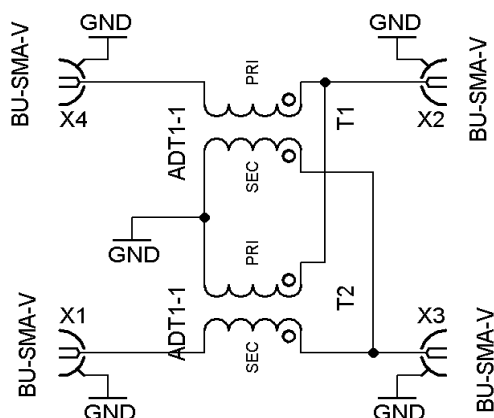
Zjištěné parametry lze použít k návrhu filtru. Byla zvolena výsledná šířka pásma filtru 1 kHz. Filtr uvedený na Obr. 2.6.2 byl spočítán pomocí online kalkulatoru [4] pro 6 krystalů.



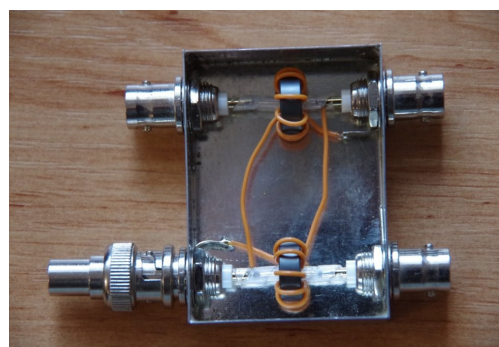
Obr. 2.6.2: Schéma krystalového filtru

Mezi parametry, které není snadné určit, patří vstupní a výstupní impedance filtru. Lze se pouze domnívat, že se nachází v rozsahu  $100 \Omega - 1000 \Omega$ . Vstupní a výstupní impedanci nelze jednoduchým způsobem odvodit. Za účelem vhodného přizpůsobení proto bylo nakoupeno několik indukčností a kapacit a zároveň sestavena orientační směrová odbočnice k určení vstupního a výstupního činitele odrazu.

Zapojení směrové odbočnice je možno vidět na Obr. 2.6.3 a mechanickou realizaci na Obr 2.6.4



Obr. 2.6.3: Směrová odbočnice

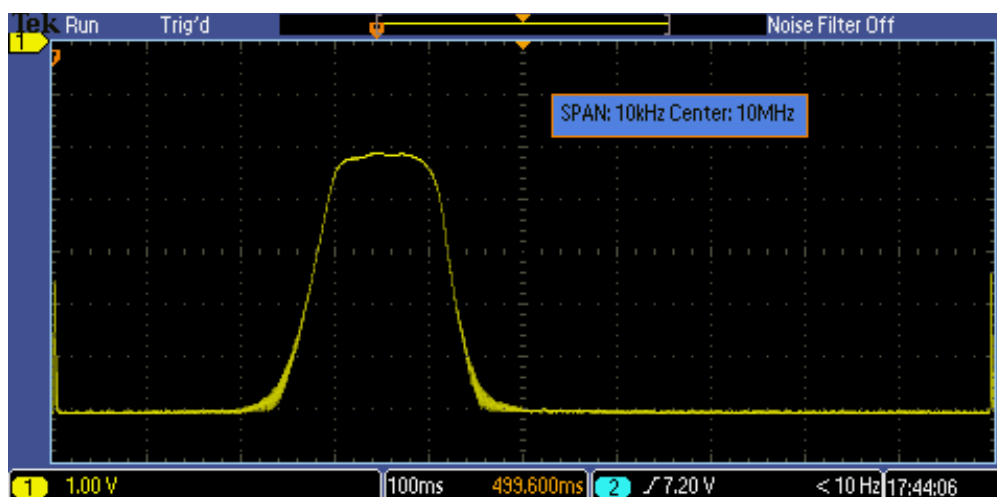


Obr. 2.6.4: Směrová odbočnice - realizace

Během přizpůsobování byl nastaven střední kmitočet filtru a změřen činitel odrazu pro různé kombinace LC článků, přičemž byl sledován činitel odrazu na vstupu. Následně byla vybrána kombinace LC členů u které byla zaznamenána nejmenší úroveň signálu na svorce X1 odbočnice. Port X3 byl během měření přizpůsoben zakončovacím článkem  $50 \Omega$ . Nejlepšího přizpůsobení bylo dosaženo při kombinaci indukčnosti  $3,3 \mu\text{H}$  a

kondenzátoru 150 pF. Přizpůsobovací články je možno vidět na Obr. 2.6.2 a jsou tvořeny indukčnostmi L1, L2 a kondenzátory C10, C11.

Filtr byl sestaven na vyfrézované experimentální destičce a orientačně přeměřen pomocí rozmítaného DDS funkčního generátoru, logaritmického detektoru a osciloskopu. Frekvenční charakteristika filtru je uvedena na Obr. 2.6.5. Filtr dosahuje vypočítané šířky pásma 1 kHz, útlum filtru v propustném pásmu 5 dB. Změřené potlačení v nepropustném pásmu odpovídá hodnotě 70 dB. Hodnota 70 dB není konečná neboť se jedná o maximální dynamický rozsah měřeného detektoru.



Obr. 2.6.5: Orientační frekvenční modulová charakteristika filtru 1kHz

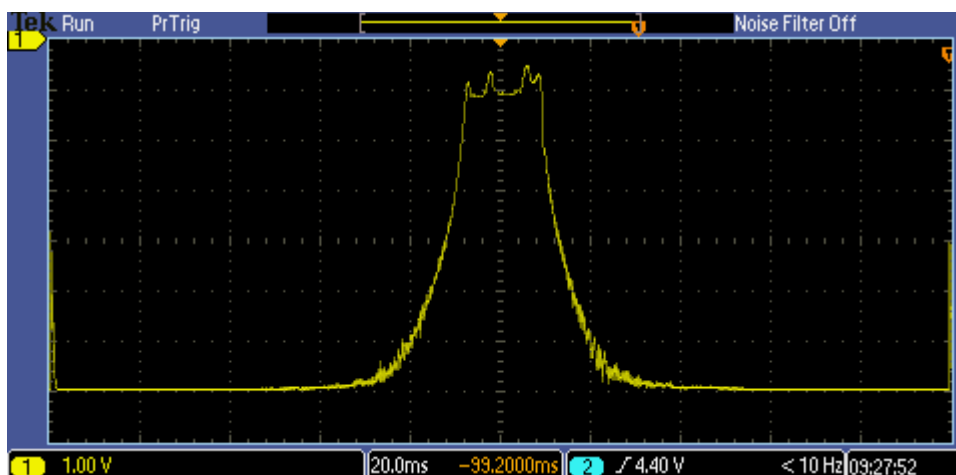
Dalším selektivním filtrem je filtr 10 kHz. K jeho konstrukci byl opět použit krystalový filtr tentokrát však dvojité tovární typ ECS-10.7-15B. [23] Díky známým parametrům filtru je návrh přizpůsobení oproti filtru 1 kHz složeného z diskretních krystalů snadnější.

Vstupní i zakončovací impedance filtru u ECS-10.7-15B je uváděna 3 k $\Omega$  s paralelní kapacitou 2 pF. Filtr byl přizpůsoben k impedanci 50  $\Omega$  pomocí dolnoproustního LC článku, k jehož výpočtu byl použit online kalkulačka [2]. Výslednou frekvenční charakteristiku filtru sestaveného na experimentální desce je možno vidět na Obr. 2.6.6. Měření probíhalo obdobně jako u filtru 1 kHz. V propustné části bylo dosaženo minimálního útlumu 4 dB. Na rozdíl od filtru 1 kHz a 180 kHz bylo pozorováno u filtru s šířkou pásma 10 kHz vyšší zvlnění, které by se mohlo projevit ve výsledném průběhu spektra opět zvlněním vrcholové části spektrálních čar.

#### Vypočtené hodnoty prvků přizpůsobovacího článku filtru 10 kHz:

- $L = 15,3 \text{ uH}$
- $C = 12,6 \text{ pF}$





Obr. 2.6.6: Orientační frekvenční modulová charakteristika filtru 10kHz  
10 dB/DIV span 100 kHz center 10,7 MHz

Posledním navrhovaným filtrem je filtr 180 kHz. K jeho konstrukci lze výhodně použít keramické filtry běžně používané jako mezifrekvenční v rozhlasových přijímačích. Vzhledem k požadavku na útlum přibližně 90 dB je nezbytné použití minimálně dvojice těchto filtrů neboť samostatný keramický filtr dosahuje útlumu v nepropustném pásmu pouze 45 dB.

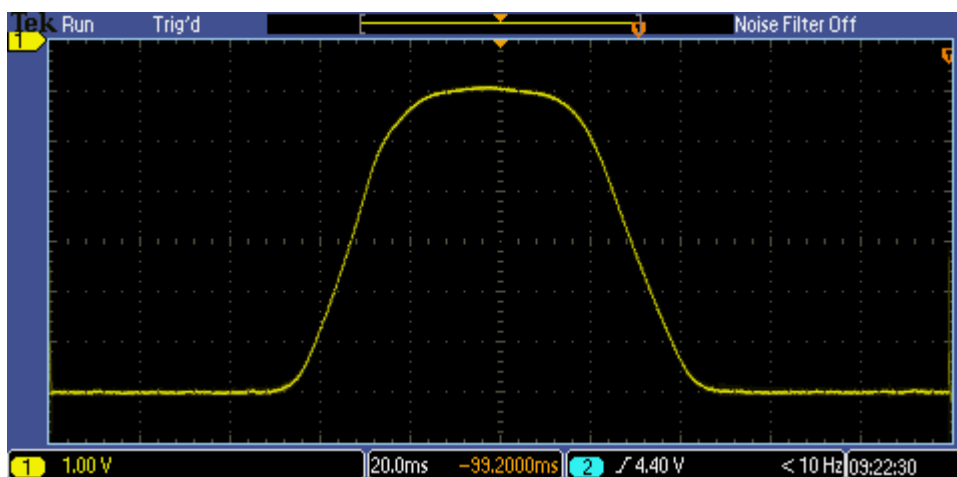
Vybrán byl keramický filtr SFELF10M7HAA0-B0 výrobce Murata. [22] Důvodem pro výběr tohoto filtru je ve srovnání s ostatními typy v řadě SFELF relativně nízký útlum. Vybraný filtr je v katalogovém listu označován „low loss“, tedy s nízkým útlumem dosahujícím průměrné hodnoty 3,5 dB. Kromě vybraného filtru byly testovány i filtry SFELF s menšími šířkami pásma avšak útlum při použití sériového řazení dvojice filtrů dosahoval hodnot až 18 dB. Takto vysoký útlum je pro použití ve spektrálním analyzátoru zcela nepřijatelný neboť značně zhoršuje šumové parametry a snižuje citlivost.

U filtru je uváděna vstupní a výstupní impedance 330  $\Omega$ . K výpočtu přizpůsobovacího LC článku byl opět použit online kalkulačka [2].

#### Vypočtené hodnoty prvků přizpůsobovacího článku filtru 180 kHz:

- $L = 1,8 \mu\text{H}$
- $C = 106 \text{ pF}$

Filtr byl obdobně jako předchozí přeměřen na experimentální desce, výsledná frekvenční charakteristika je uvedena na obrázku 2.6.7. Útlum sériově zařazené dvojice filtrů dosahoval hodnot v propustném pásmu 8 dB.

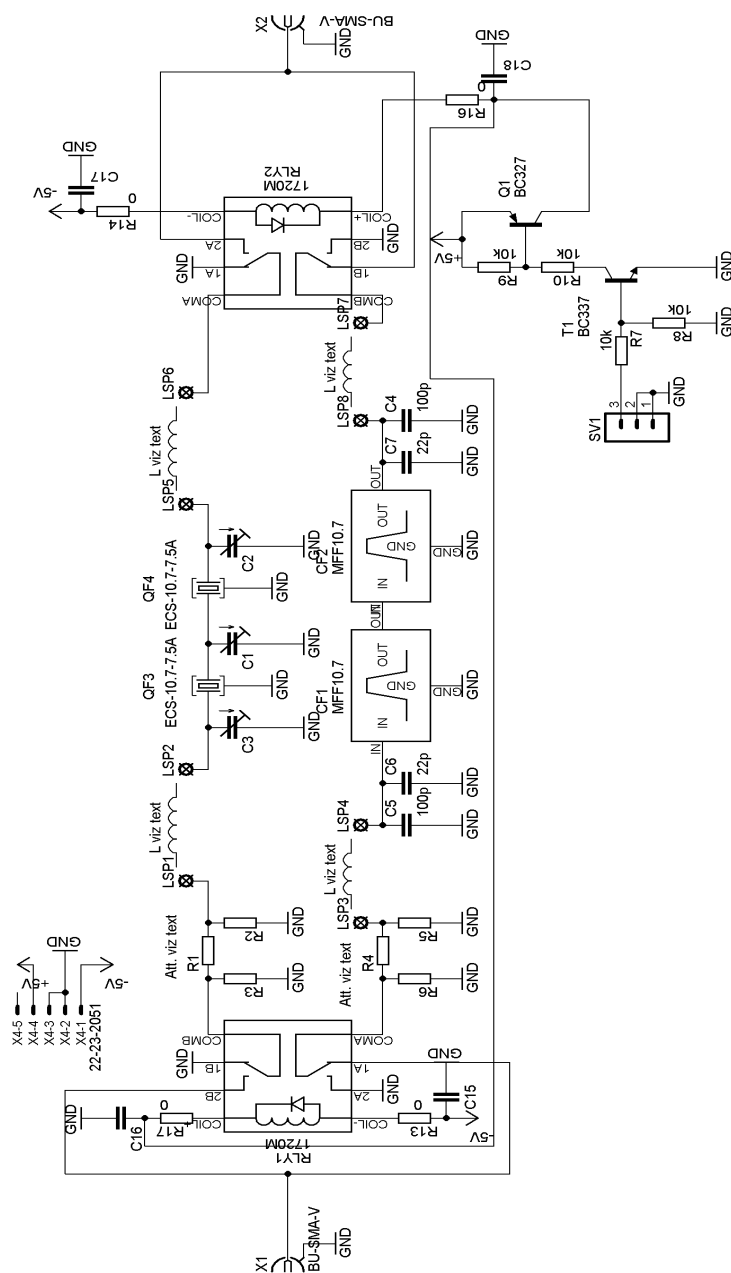


Obr. 2.6.7: Orientační frekvenční charakteristika filtru 180 kHz 10 dB/DIV span 1 MHz center 10,7 MHz

Během praktického testování filtrů byla v případě 1 kHz filtru zjištěna značná setrvačnost, což vedlo k dlouhým čekacím dobám na ustálení filtru. Ve výsledném modulu selektivních filtrů byly proto použity pouze filtry 10 kHz a 180 kHz. Schéma modulu přepínatelných filtrů je možné vidět na obrázku 2.7.1. Přepínání je zajištěno dvojicí dvojitých vysokofrekvenčních relé Teledyne 1720M. Relé jsou zapojena tak, aby byl druhý nepoužitý filtr vždy zkratován, čímž je minimalizováno pronikání signálu jinou cestou. Za vstupním relé následuje v každé větvi filtru attenuátor. Hodnota rezistorů attenuátorů není záměrně uvedena neboť je nezbytné tuto hodnotu zjistit během kalibrace z rozdílu zobrazovaných amplitud obou šířek filtru. Za attenuátory následují přizpůsobovací LC články.

K zajištění vysoké izolace o hodnotě minimálně 90 dB je nezbytné použití kvalitních indukčností s uzavřeným magnetickým tokem – toroidních feritových jader, nebo v lepším případě dvouděrových feritových jader. Použití běžných axiálních tlumivek zhorší izolaci na hodnotu pouhých 60 dB a to i v případě použití izolační kovové přepážky. V přepínatelném filtru bylo použito feritové dvouděrové jádro výrobce Fair Rite s označením 2861002402 hmota 61. Kondenzátory C3,C2,C1 slouží k doladění krystalového filtru QF3, QF4. Hodnota doladovacích kondenzátorů není nijak kritická, avšak měla by pokrývat rozsah od 5 pF do 47 pF. Přizpůsobovací kondenzátory C4, C5, C6, C7 jsou pevné, přizpůsobení filtru 180 kHz nebylo nutné nijak doladovat.

Použitá relé vyžadují k sepnutí napětí minimálně 7 V. Byla tedy zapojena mezi větev +5 V a -5 V. K jejich řízení je využit PNP tranzistor Q1 jehož báze je spínán tranzistorem T1. Rezistory R8 a R7 tvoří dělič napětí a zajišťují rozhodovací úroveň sepnutí přibližně 1,2 V. Zároveň je tímto děličem zajištěn rozepnutý stav tranzistoru v případě nepřipojení řídicího vodiče. Rezistor R10 slouží jako omezení proudu báze tranzistoru Q1, rezistor R9 k neutralizaci zbytkového proudu tranzistoru T1.



Obr. 2.6.8: Schéma zapojení modulu filtrů

## 2.7 Návrh IF zesilovačů

Před samotným návrhem IF zesilovače je nejprve nutné provést energetickou bilanci spektrálního analyzátoru.

### Zisk jednotlivých bloků:

- MX1 - 9 dB
- G1 + 14 dB
- BPF1 - 6 dB
- MX2 - 9 dB
- LPF - 1 dB
- BPF2 - 8 dB

Maximální vstupní úroveň spektrálního analyzátoru byla zvolena -10 dB. Logaritmický detektor vyžaduje ke svému plnému vybuzení úroveň 5 dBm. Celkový přenos všech vysokofrekvenčních bloků zapojených sériově tedy musí činit 15 dB.

### Výpočet požadovaného zisku IF zesilovače:

$$G_{G2dB} = -G_{MX1dB} - G_{G1dB} - G_{BPF1dB} - G_{MX2dB} - G_{LPFdB} - G_{BPF2dB} + G_{leveldB} \quad [dB]$$

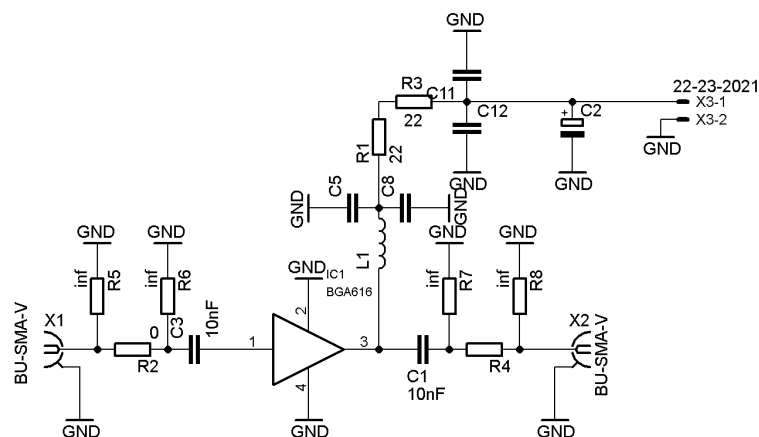
$$G_{G2dB} = 9 - 14 + 8 + 9 + 1 + 8 + 15 = 36 \text{ dB}$$

Kde:

$G_{G2dB}$	celkový zisk druhého mezifrekvenčního zesilovače G2
$G_{MX1dB}$	zisk prvního směšovače
$G_{G1dB}$	zisk prvního mezifrekvenčního zesilovače
$G_{BPF1dB}$	celkový zisk prvního mezifrekvenčního filtru
$G_{MX2dB}$	zisk druhého směšovače
$G_{LPFdB}$	zisk dolní propusti
$G_{BPFdB}$	zisk selektivního filtru
$G_{leveldB}$	přídavný zisk potřebný k vybuzení detektoru

Z výpočtu vyplývá potřebné zesílení druhého mezifrekvenčního zesilovače 36 dB. Pro konstrukci druhého mezifrekvenčního zesilovače byly vybrány SiGe MMIC

zesilovače BGA616 firmy Infineon. Důvodem pro výběr tohoto typu bylo relativně malé šumové číslo 2,2 dB, které je při návrhu IF zesilovače kritické. Sestavením dvojice těchto zesilovačů do kaskády bude dosaženo přibližné zesílení 40 dB.



Obr. 2.7.1: Schéma zapojení modulu IF zesilovače

Schéma zapojení jednoho modulu IF zesilovače je uvedeno na Obr 2.7.2. Bylo použito doporučené katalogové zapojení [10]. Drobnou změnou bylo pouze přidání atenuátorů pro případ nutnosti snížení zesílení zesilovače. Atenuátory ve výsledném zapojení použity nebyly. Sériový rezistor atenuátoru byl nahrazen nulovou propojkou a paralelní rezistory neosazeny. Kondenzátory C1 a C3 slouží jako vazební pro oddělení stejnosměrné složky, indukčnost L1 k oddělení vysokofrekvenčního výstupu zesilovače od napájecích obvodů. Kondenzátory C5 a C12 jsou blokovací, rezistory R1,R3 určují proud pro napájení zesilovače.

Během testování byla zjištěna nutnost umístění zesilovačů do samostatných bloků a vzájemného odstínění. Zesilovače umístěné na společné desce byly náchylné k rozkmitání. Kromě obvodů BGA616 byly v této aplikaci testovány také ERA-5XSM. Jejich větší šumové číslo vedlo k zvýšení šumové úrovně o hodnotu přibližně 5 dB.

#### Typické parametry zesilovače BGA616 :

- Šumové číslo      2,2 dB
- Zisk                      20 dB
- $P_{-1dB}$                   18 dBm
- $OIP_3$                     29 dBm

## 2.8 Návrh logaritmického detektoru

Součástí spektrálního analyzátoru je také logaritmický detektor. Jeho účelem je převést úrovně signálů procházejících selektivním filtrem na stejnosměrnou hodnotu odpovídající úrovni v dBm měřítku. Z většího výběru obvodů se ukázal být nejlepším obvod AD8310 [9] díky vysokému dynamickému rozsahu, vysoké citlivosti a

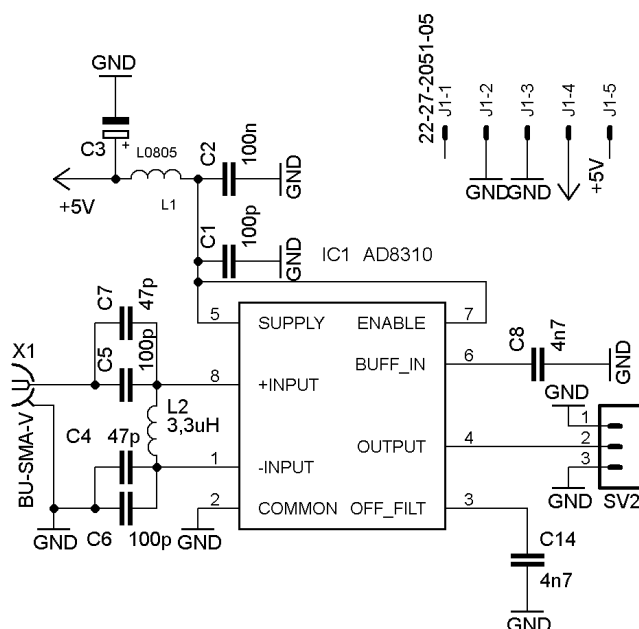
jednoduchosti zapojení.

### Mezi základní parametry AD8310 patří

- 95dB dynamický rozsah
- kmitočtový rozsah DC – 440 MHz
- vysoká teplotní stabilita
- výstupní napětí v rozsahu 0,4-2,7V

AD8310 je tedy vhodným kandidátem pro detektor spektrálního analyzátoru. Detektoru bude provozován pouze na kmitočtech blízkých 10 MHz tudíž není vyžadována širokopásmovost detektoru. Tato skutečnost umožňuje obvod AD8310 přímo pomocí reaktančních součástek přizpůsobit k vstupní impedanci 50  $\Omega$ . Výhodou tohoto způsobu přizpůsobení je mírné snížení širokopásmového šumu a především zvětšení citlivosti o hodnotu přibližně 13 dB. Díky vyšší citlivosti detektoru bude vyžadováno nižší zesílení mezifrekvenčních zesilovačů a tím bude zároveň i snížen šum.

Přizpůsobení obvodu AD8310 je popsáno přímo v katalogovém listu. Pro kmitočet 10 MHz jsou doporučené hodnoty součástek přizpůsobovacího článku 3,3  $\mu$ H a kondenzátory 150 pF a 160 pF. Schéma zapojení detektoru na Obr.2.8.1 odpovídá téměř katalogovému.



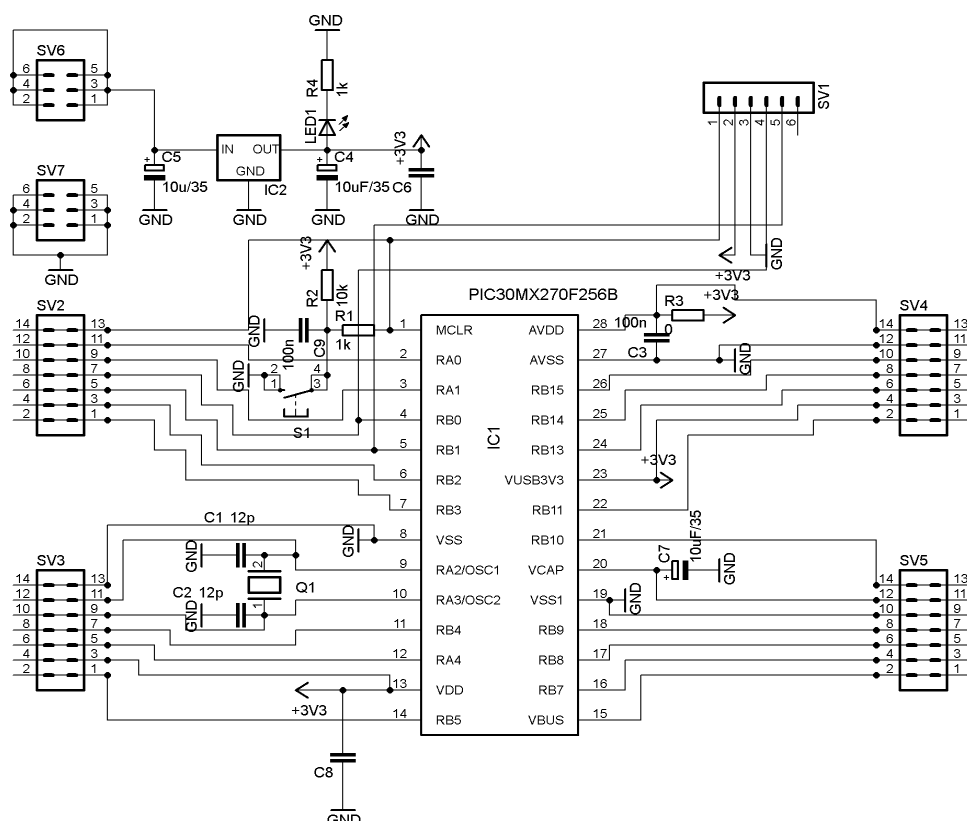
Obr. 2.8.1: Detektor

Indukčnost L2 s kondenzátory C4, C5, C6 a C7 tvoří přizpůsobení vstupu. Tantalový kondenzátor C3 je zapojen jako filtrační, za kondenzátorem následuje odrušovací

tlumivka L1. Hodnota tlumivky není kritická, vyhovující je téměř jakákoli indukčnost se sériovým odporem menším než  $2,2 \Omega$ . Indukčnost lze nahradit i rezistorem. Kondenzátory C1,C2 mají funkci blokujících. Podobně jako v případě fázových závěsů jsou použity dva různé typy materiálů a to X7R a NP0 za účelem lepšího blokování vyšších kmitočtů. Kondenzátory OFF\_FILT a BUFF\_IN určují VBW samotného detektoru. Výsledné VBW spektrálního analyzátoru bude zajišťováno přímo před A/D převodníkem pomocí multiplexorů. Během praktických testů bylo zjištěno, že některé hodnoty kondenzátorů C8 a C14 mohou způsobit nestabilitu.

## 2.9 Návrh digitální části

Pro řízení spektrálního analyzátoru a zpracování dat byl vybrán 32bitový mikrokontrolér PIC32MX270F256B pracující na kmitočtu 50 MHz. Byla vytvořena menší vývojová deska jejíž zapojení je možno vidět na Obr 2.9.1. O napájecí napětí mikroprocesoru se stará integrovaný stabilizátor IC2 L1117-3.3 s příslušnými doporučenými filtračními kondenzátory C6, C5 a C4. Během zapnutí je mikrokontrolér zresetován RC článkem R2, C9. Účelem rezistoru R1 je oddělení resetovacího napětí programátoru. Pracovní takt procesoru je odvozen od externího krystalu Q1 25MHz. Kondenzátory C7,C8,C3 blokuje napájecí napětí procesoru. Piny SV6 a SV7 jsou určeny k připojení napájecího napětí 5 V, piny konektoru SV1 k připojení programátoru Pickit 3. Zbývající pinové vývody jsou připojeny k vývodům mikroprocesoru.



Obr. 2.9.1: Schéma zapojení mikroprocesorové desky

### **Popis zapojení vývodů mikrokontroléru**

- RB0 Impuls pro zápis do převodníku SPI/paralel pro LCD
- RB2 Impuls pro zápis do prvního fázového závěsu
- RB3 Impuls pro zápis do druhého fázového závěsu
- RB4 Impuls do zápis do převodníku SPI/paralel pro připojení klávesnice
- RB11 Výstup nastavující rozlišovací schopnost spektrálního analyzátoru
- RB14 SCLK společné SPI sběrnice
- RB0 Společná SPI datová sběrnice
- RA0 Analogový vstup z detektoru
- RB7 Pin pro čtení klávesnice

K zobrazování spektra byl použit LCD display s řadičem SED1335/ RA8835/ S1D13700 [24]. Obsahuje několik grafických vrstev s možností tvorby negativu a vlastní generátor znaků. Menší nevýhodou displeje je na dnešní poměry již zastaralý paralelní interface s možností použití komunikace 8080 případně 6800. Z důvodu ušetření většího počtu pinů mikroprocesoru byl navržen převodník paralel/SPI, díky kterému je reálně na mikrokontroléru zabrán pouze 1 pin pro zápis.

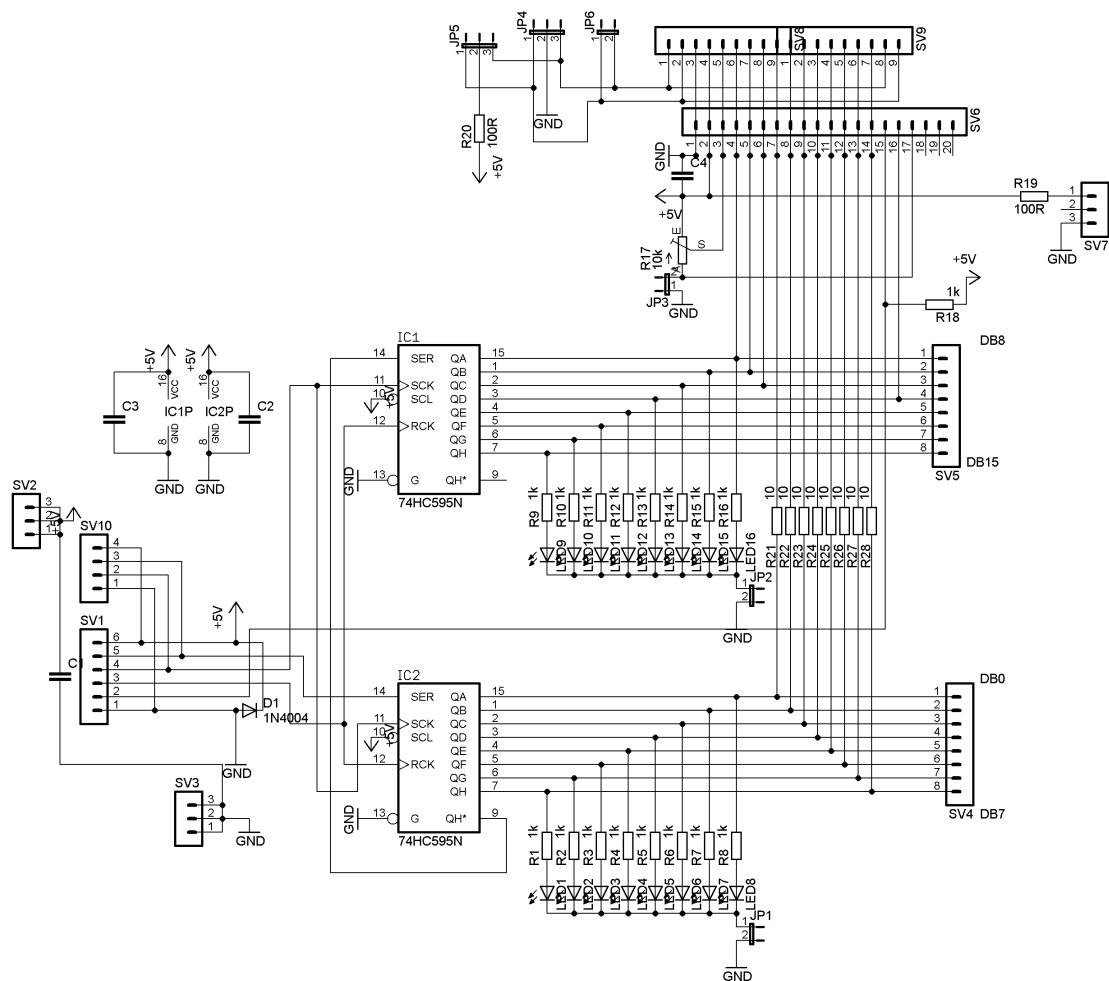
Pro řadič RA8835 lze najít velké množství knihoven, avšak velká část pracovala pouze s řadičem SED1335. Většina knihoven, i přesto, že byly testovány oba módy displeje se ukázala být nefunkční, případně fungující velmi zvláštním způsobem. Bylo tedy vytvořeno vlastní řízení s SPI linkou.

### **Popis zapojení vývodů SPI/paralel převodníku pro LCD**

- PIN 1 GND
- PIN 2 LCD výběr obvodu
- PIN 3 Impuls pro zápis do převodníku SPI/paralel pro LCD
- PIN 4 SCLK, sériové hodiny SPI
- PIN 5 SDATA, sériová data SPI
- PIN 6 +5V

Srdcem převodníku jsou dva logické integrované obvody 74HC595. Data do SPI/Paralel převodníku vstupují konektorem SV1.

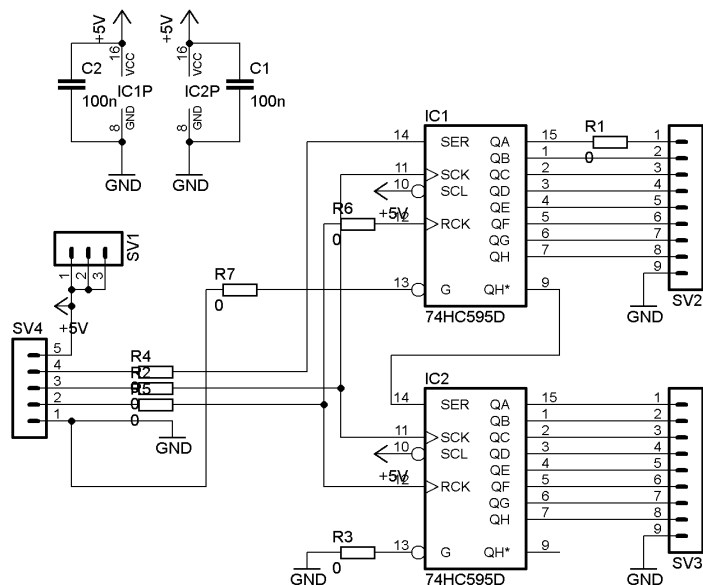




Obr. 2.9.2: Schéma zapojení převodníku SPI/paralel pro LCD

Schéma zapojení převodníku je možné vidět na Obr. 2.9.2. Konektor SV10 je pokračováním sériové linky SV1 konektoru, lze na něj připojit další SPI periferie, případně další expanzní desku. SV3 a SV2 jsou pouze piny na kterých je vyvedena zem a napájecí napětí. Na obou paralelních linkách jsou vyvedeny SMD LED diody pro případné experimenty nebo test sériové linky.

Rezistory R21-R28 mají funkci ochrannou. V případě přepnutí displeje do režimu čtení by bez těchto rezistorů mohlo dojít ke kolizi na datové lince. Konektory SV5 a SV4 jsou pouze výstupní paralelní porty. Konektor SV6 slouží k připojení grafického LCD displeje.



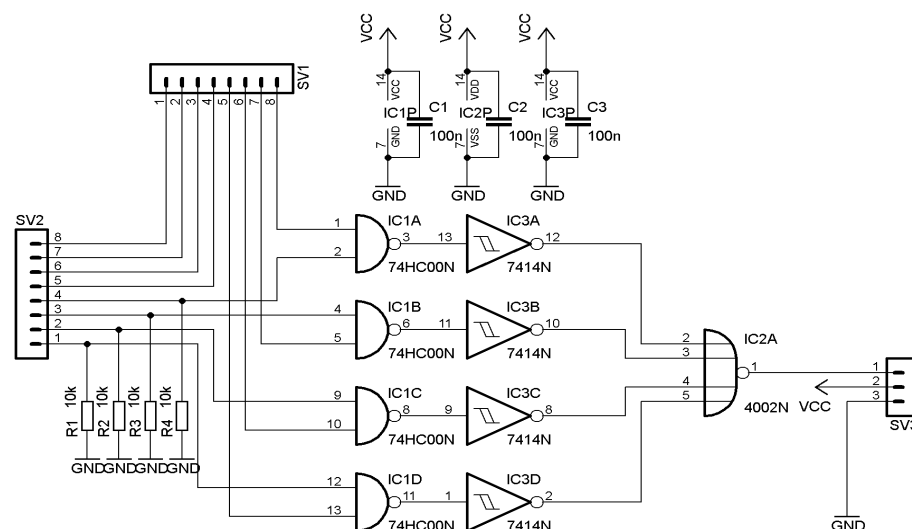
Obr. 2.9.3: Expanzní deska SPI/paralel pro skenování klávesnice

Skenování klávesnice je provedeno pomocí další expanzní desky s podobným zapojením jako převodník SPI/paralel pro LCD, viz Obr. 2.9.3. Tentokrát však nebyly použity indikační LED a obvody potřebné k napájení LCD.

#### Popis zapojení vývodů SPI/paralel převodníku pro klávesnici

- PIN 1 GND
- PIN 2 Zápis na výstup obvodů
- PIN 3 SCLK, sériové hodiny SPI
- PIN 4 SDATA, sériová data SPI
- PIN 5 +5 V

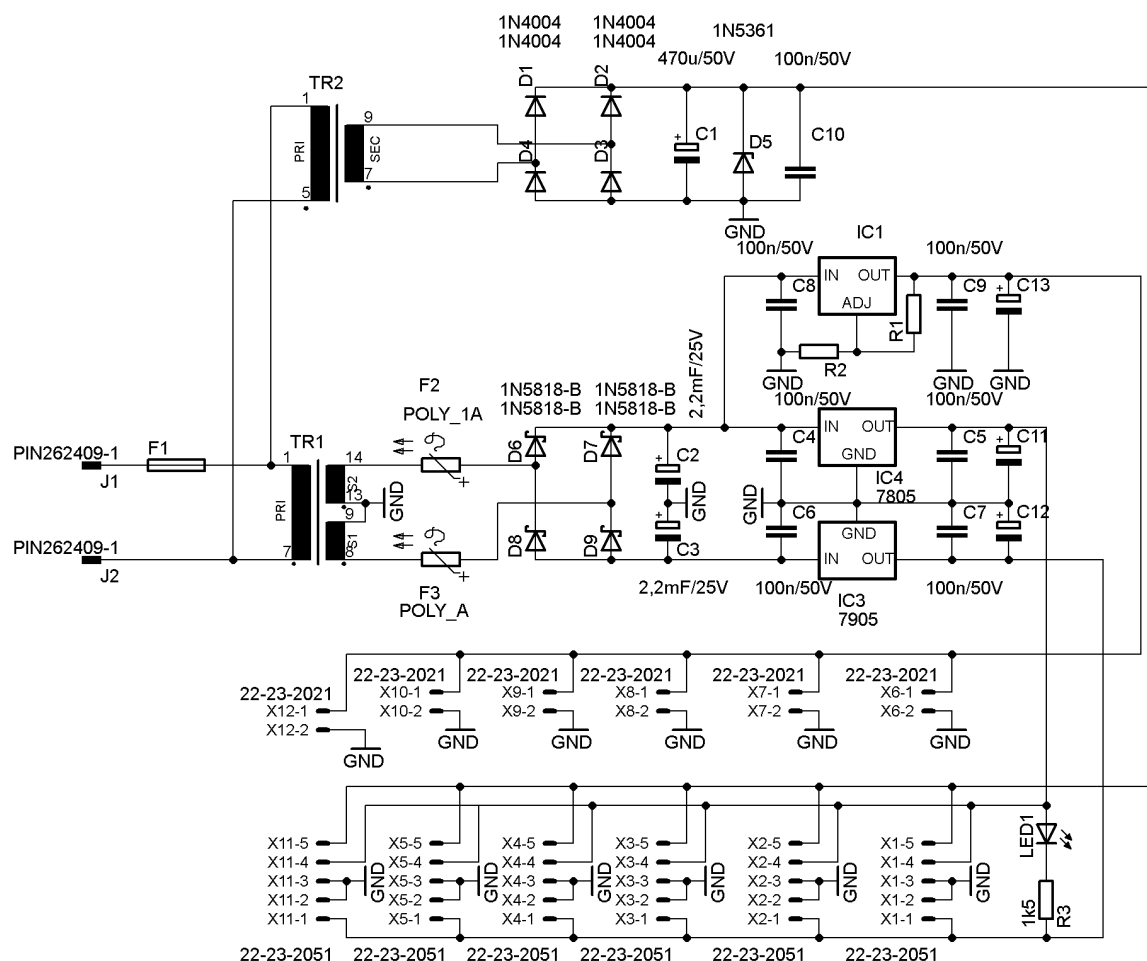
Pinová lišta SV3 je připojena k pinové liště SV3 multiplexoru klávesnice 4x4 viz obr 2.9.4. Pinová lišta SV2 slouží k připojení klávesnice, její piny 1 až 4 jsou výstupní, zbývající piny 5-8 vstupní pro testovací signály. Nulovou úroveň pro případ nestisknutého tlačítka zajišťují pull-down rezistory R1 až R4. Signál je vždy přiveden na jeden z pinů 1-4 pinové lišty SV1 a následně jsou otestovány zbývající piny 5 až 8. V případě stisknutého tlačítka jsou přivedeny dva nenulové logické stavy do některého z NAND logických členů. Výstup NAND je následně zinvertován a přiveden do čtyřvstupového NOR odkud dále signál pokračuje na vstupní pin mikroprocesoru.



Obr. 2.9.4: Multiplexor klávesnice

## 2.10 Napájecí zdroj

Za účelem testování prototypu byl vytvořen napájecí zdroj pro spektrální analyzátor viz. Obr. 2.10.1. Zdroj byl navržen jako lineární z důvodu minimalizace rušení. Síťové napájecí napětí je přivedeno přes pojistku k transformátorům TR1 a TR2. Transformátor TR1 je symetrický 2x9 V 20 VA, transformátor TR2 je miniaturní transformátor 1,5 VA s výstupním napětím 24 V. Výstupní napětí z transformátorů jsou usměrněna usměrňovacími můstky. Usměrňovací můstek transformátoru TR1 je tvořen Schottky diodami 1N5818 za účelem minimalizace úbytku napětí. Výstupní napětí je v obou případech filtrováno příslušnými elektrolytickými kondenzátory paralelně překlenutými menšími keramickými kondenzátory hodnoty 100 nF. Výstupní napětí 5 V symetrických je stabilizováno klasickými stabilizátory 7805 a 7905. Větev určená pro stabilizaci napětí na 5 V je zároveň použita i pro generování napětí 7 V a to pomocí stabilizátoru LM317. Výstupy všech stabilizátorů napětí jsou doplněny keramickými a tantalovými kondenzátory za účelem zvýšení rychlosti reakce na změnu odběru a zajištění stability. Dioda LED ve schématu označená LED1 společně s rezistorem R3 vytváří minimální umělou zátěž stabilizátorům 7805 a 7905. Provoz těchto stabilizátorů bez zátěže způsobuje nestabilitu a výstupní napětí mimo toleranční rozsah. Větev napájená transformátorem TR2 má za úkol vytvářet vyšší napětí 27 V pro napájení napětím řízeného oscilátoru obvodu PLL1. Napětí je omezeno na hodnotu 27 V pomocí Zenerovy diody D5. Zenerova dioda v tomto případě nevyžaduje žádný předřadný proud omezující rezistor, neboť vnitřní impedance transformátoru neumožní na této diodě vytvořit ztrátu značně vyšší, než je její nominální ztrátový výkon 5 W. Transformátor nevyžaduje na sekundární straně ochrannou pojistku, jeho výstup je zkratuvzdorný.



Obr. 2.10.1: Schéma zapojení zdroje

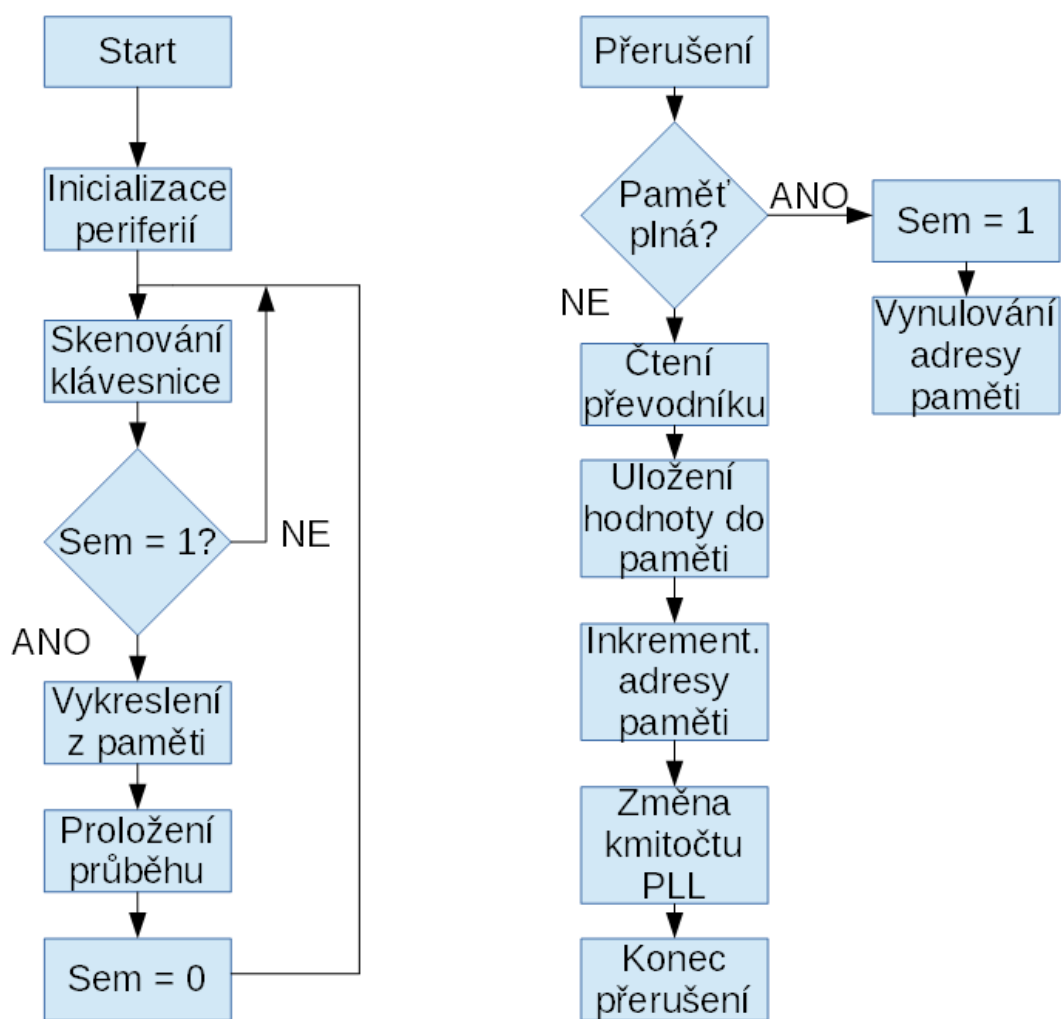
### 3 ŘÍDÍCÍ FIRMWARE SPEKTRÁLNÍHO ANALYZÁTORU

Softwarová část práce je detailněji popsána v samotném programu v komentářích. Zjednodušený vývojový diagram software je možno vidět na Obr 3.1. Samotné měření spektra probíhá dvoutaktně. Nejprve je skenováno spektrum a uloženo do paměti RAM, následně zpracováno vykreslení v hlavní smyčce. Skenování je prováděno synchronně s přerušením. Nejprve je změřena převodníkem analogová hodnota a uložena do paměti RAM, následně odeslána data pro nastavení dalšího kroku kmitočtu fázového závěsu. Analogová hodnota musí být odečítána jako první, neboť je celkový čas mezi přerušeními využíván na odeslání dat, ustálení filtru a ustálení hodnoty logaritmického detektoru. Tento celkový čas je nutné určit experimentálně, bude pro různé typy filtrů různý. Perioda vzorkování je nastavována proměnnou PR2.

Vykreslování na displej probíhá v nekonečné smyčce, je vždy spuštěno globální proměnnou semafor. Nejprve dojde k vyčištění grafické části displeje, následně k

postupnému vyčítání hodnot spektra z paměti RAM. K prokládání spektra skenuje procesor předchozí a následující vzorek v paměti RAM. V případě že je vzdálenost dvou bodů v ose Y větší než jeden bod dojde k proložení sloupcem bodů.

Poměrně komplikovaná inicializace grafického displeje včetně grafických vrstev generátoru znaků a jejich interakce je detailně popsána v katalogovém listu [11], strana 66.

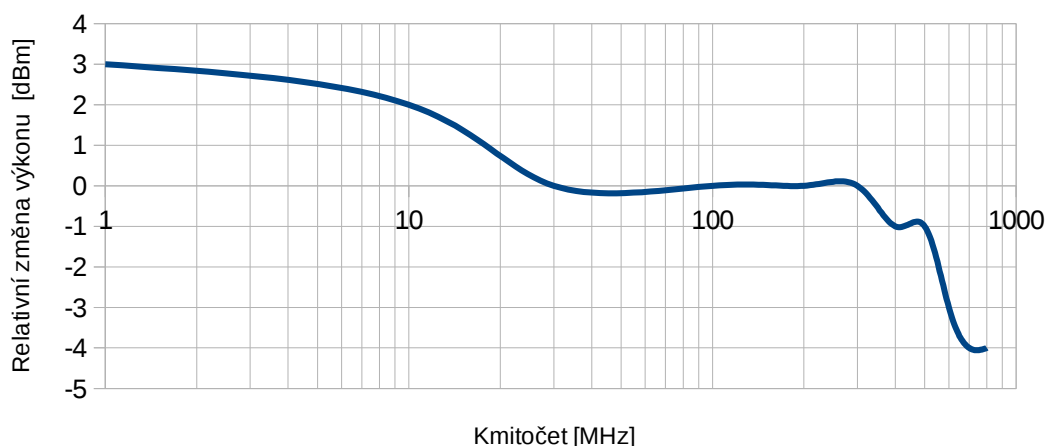


Obr. 3.1: Vývojový diagram software spektrálního analyzátoru

## 4 MĚŘENÍ SPEKTRÁLNÍHO ANALYZÁTORU

V první části bylo provedeno měření závislosti zobrazovaného výkonu na kmitočtu. Nejprve byl určen střední kmitočet, na kterém byl změřen výkon. Následně byly nastavovány postupně kmitočty od 1 MHz do 800 MHz a zjišťována relativní změna výkonu. Výsledný průběh relativní změny měřeného výkonu je možno vidět na Obr 4.1

Relativní změna měřeného výkonu vůči výkonu při kmitočtu 100 MHz



Obr. 4.1: Relativní změna výkonu vůči výkonu měřeného při 100 MHz

Ostatní měření vzhledem k rozměrům obrázků byly uvedeny v přílohách. Účelem měření v příloze 1C bylo určit tvar frekvenční charakteristiky selektivního RBW filtru 10 kHz v celém dynamickém rozsahu spektrálního analyzátoru. Na vstup byl přiveden signál 300 MHz o výkonu -10 dBm. Bylo sledováno možné pronikání signálu v zádržné části kmitočtové charakteristiky filtru.

V přílohách C2 a C3 je uvedeno testovací měření signálu o kmitočtu 25 MHz. Jsou zde porovnány výsledky měření harmonické analýzy sestaveného spektrálního analyzátoru s továrním. Měření továrního spektrálního analyzátoru bylo mírně ovlivněno poškozeným vstupním atenuátorem. Spektra obou spektrálních analyzátorů se v tomto případě téměř shodují. Na experimentálním prototypu prozatím nebyla umístěna mřížka, tudíž bylo nutné amplitudu harmonických určit pomocí změny amplitudy generátoru a porovnání s předchozí polohou maxima harmonické.

Přílohy C4, C5 a C6 se věnují experimentálnímu měření kmitočtových charakteristik modulací. V příloze C4 je možné vidět amplitudovou modulaci, v příloze C5 spektrum FM modulace a v příloze C6 měření televizního multiplexu. Díky vysoké citlivosti spektrálního analyzátoru stačila ke změření televizního multiplexu pouze anténa tvořená 25 cm dlouhým vodičem.

## Shrnutí zjištěných parametrů spektrálního analyzátoru :

• Kmitočtový rozsah	1 MHz až 800 MHz
• Citlivost (RBW = 10 kHz)	-100 dBm
• Dynamický rozsah (RBW = 10 kHz)	90 dB
• Dynamický rozsah (RBW = 180 kHz)	85 dB
• Přesnost měření výkonu (bez korekcí do 500 MHz)	+/-3 dB
• Maximální vstupní výkon	-10 dBm
• Maximální span	799 MHz
• Rychlost měření ( span 799 MHz, RBW = 180 kHz)	9 s
• Šířky pásma selektivních filtrů	10 kHz 180 kHz

## 5 ZÁVĚR

Cílem práce bylo sestavit jednoduchý spektrální analyzátor do kmitočtu 500 MHz. Byl vytvořen základní prototyp spektrálního analyzátoru pracujícího do kmitočtu až 800 MHz. Výsledný prototyp byl testován na vysokofrekvenčním generátoru a měření porovnána se spektrálním analyzátozem R&S®FSL3 model.03. Podle získaných měření bylo dosaženo citlivosti -100 dBm. Dynamický rozsah spektrálního analyzátoru při rozlišovací šířce pásma 10 kHz odpovídal hodnotě 90 dB, v případě širšího filtru 100 kHz byl dynamický rozsah omezen šumem na hodnotu 80 dB. Spektrální analyzátor je schopen v rozsahu od 1 MHz do 500 MHz pracovat s chybou amplitudy +/- 3 dB, na kmitočtech vyšších než 500 MHz následně dochází k poklesu amplitudy o hodnotu 4 dB.

Během konstrukce a testování bylo nutné se potýkat s četnými problémy. Mnohdy byly požadavky na jednotlivé části spektrálního analyzátoru protichůdné a bylo nezbytné hledat kompromisní řešení. Příkladem může být první fázový závěs, u kterého je požadován minimální fázový šum zároveň s vysokou rychlostí přeladování. Vysoké rychlosti přeladění nelze snadno dosáhnout s malou šířkou pásma filtru fázového závěsu, která naopak zajišťuje minimalizaci šumu.

Vstupní směšovač musel být k dosažení zvětšení šířky pásma k nižším kmitočtům zapojen atypickým způsobem ( přehození vstupu IF a RF) , což mělo negativní vliv na izolaci lokálního oscilátoru od vstupu prvního IF filtru.

V případě prvního IF filtru se projevil problém s přizpůsobením. Katalogové doporučené hodnoty způsobovaly značné nepřizpůsobení a filtr dosahoval v propustné části kmitočtové charakteristiky útlumu 30 dB. Byly vypočítány nové přizpůsobovací články, se kterými byl útlum snížen na hodnotu 5 dB. Během experimentování byly tovární SMD indukčnosti nahrazeny dvojicí závitů stříbrného vodiče, což způsobilo pokles

útlumu na hodnotu 2,5 dB. Použití vlastních vinutých indukčností sice způsobilo zlepšení útlumu, avšak způsobilo zhoršení potlačení v nepropustném pásmu z důvodu induktivní vazby vstupní a výstupní přizpůsobovací indukčnosti. Tento problém byl následně vyřešen přidáním kovové přepážky mezi vstupní a výstupní část filtru.

Druhý filtr určující rozlišovací schopnost spektrálního analyzátoru byl nejprve navržen pro šířky pásma 1 kHz 10 kHz a 180 kHz. Během testů se ukázal filtr 1 kHz jako velmi pomalý a byl z RBW filtru i přes jeho vyhovující frekvenční charakteristiku vypuštěn. Ke konstrukci filtru 10 kHz byly použity tovární krystalové filtry firmy ECS. Jejich výslednou frekvenční charakteristiku lze považovat za vyhovující. Sériovým zařazením dvojice těchto filtrů bylo sice dosaženo vyšší strmosti, avšak za cenu vyššího zpoždění filtru. Pro šířku pásma 10 kHz byl tedy použit pouze jeden filtr. Filtr šířky pásma 180kHz byl sestaven z dvojice keramických filtrů Murata používaných v mezifrekvenčních obvodech rozhlasových přijímačů. Pro tento účel musely být vybrány speciální typy s nízkým útlumem zajišťující minimální zhoršení poměru S/N.

V přizpůsobení filtru byly nejprve použity běžné axiální indukčnosti. Při pozdějších testech se ukázaly být pro tuto aplikaci nevhodné z důvodu značného vyzařování a vzájemné magnetické vazby. Docházelo ke zhoršení potlačení v nepropustném pásmu na pouhých 50 dB. Potlačení 90 dB bylo dosaženo až s použitím dvouděrových feritových jader a izolační kovové přepážky.

Druhý IF zesilovač byl nejprve sestaven z dvojice obvodů ERA-5XSM na jedné desce plošných spojů. Takto zapojený zesilovač kmital. Jednotlivé stupně byly sestaveny v samostatných kovových krabičkách zajišťujících minimalizaci zpětné vazby a zajišťujících stabilitu. V dalším kroku byly zesilovače ERA-5XSM nahrazeny obvody BGA616 s menším šumovým číslem. V budoucnu je dále plánován IF zesilovač s použitím diskretních tranzistorů s nižším šumovým číslem než BGA616.

V digitální části byl použit 32bitový mikrokontrolér PIC32MX270F256 nahrazující původní mikrokontrolér MSP430F5529, který se ukázal být pro tuto aplikaci nedostatečně výkonný. K řízení periférií a obvodů byla zvolena cesta využívající především sériové sběrnice. Pozitivním aspektem bylo snížení počtu vodičů. Negativní stránkou použité metody bylo značně složitější řízení a časování všech částí analyzátoru.

Použitý grafický LCD panel s rozlišením 320x240 nedisponuje příliš vysokým kontrastem, ani velkými pozorovacími úhly. Byla za něj vybrána náhrada ve formě TFT barevného LCD panelu, díky kterému by bylo možné vytvořit adekvátní mřížku pro odečítání. Vytvoření mřížky na grafickém LCD použitém v aktuálním spektrálním analyzátoru vedlo z důvodu nízké kvality panelu k zobrazování vodorovných a svislých pruhů. Dočasným řešením bylo vytištění vlastní mřížky k odečítání na průhlednou folii.

Použitá modulární konstrukce spektrálního analyzátoru nabízí možnost mnohých úprav, vylepšení a získání značného množství praktických i teoretických zkušeností. V budoucnu je kromě výměny zobrazovací části plánováno i zvětšení šířky pásma spektrálního analyzátoru až do kmitočtů 2 GHz a přidání tracking generátoru.



# LITERATURA

- [1] BOWICK, CH. *RF Circuit Design*, 2/E. Burlington: Elsevier Inc., 2008.
- [2] ŠENFELD, M. *Spektrální analyzátor 1 GHz*. A radio. Praktická elektronika. 2007, roč. 12, č. 12, s. 25-27.
- [3] Calculatoredge.com. [on-line]. Chebyshev low pass filter design  
[cit. 2014-11-07]. Dostupné z:  
[www.calculatoredge.com/electronics/ch%20pi%20low%20pass.htm](http://www.calculatoredge.com/electronics/ch%20pi%20low%20pass.htm)
- [4] Sandiego.edu. [on-line]. Matcher  
[cit. 2014-12-07]. Dostupné z:  
<http://home.sandiego.edu/~ekim/e194rfs01/jwmatcher/matcher2.html>
- [5] Giangrandi.ch. [on-line]. Xtal filter tester  
[cit. 2014-23-07]. Dostupné z:  
<http://www.giangrandi.ch/electronics/crystalfilters/xtaltest.html>
- [6] Giangrandi.ch. [on-line]. Xtal filter calculator  
[cit. 2014-23-07]. Dostupné z:  
<http://www.giangrandi.ch/electronics/crystalfilters/xtalfilters.html>
- [7] Scottyspectrumanalyzer.com [on-line]. Scotty spectrum analyzer  
[cit. 2014-13-07]. Dostupné z:  
<http://www.scottyspectrumanalyzer.com>
- [8] Qsl.com [on-line]. 1 GHz spectrum analyzer  
[cit. 2014-15-07]. Dostupné z:  
<http://www.qsl.net/n9zia/spec/>
- [9] Analog Devices, Inc. [on-line]. Katalogový list  
[cit. 2014-15-07]. Dostupné z:  
[http://www.analog.com/static/imported-files/data\\_sheets/AD8310.pdf](http://www.analog.com/static/imported-files/data_sheets/AD8310.pdf)
- [10] Infineon Technologies [on-line]. Katalogový list  
[cit. 2015-10-03]. Dostupné z:  
[https://www.infineon.com/dgdl/Infineon-BGA616-DS-v02\\_01-en.pdf?fileId=db3a304314dca3890115419102bb163b](https://www.infineon.com/dgdl/Infineon-BGA616-DS-v02_01-en.pdf?fileId=db3a304314dca3890115419102bb163b)
- [11] Cd-module.de [on-line]. Katalogový list  
[cit. 2015-10-03]. Dostupné z:  
<http://www lcd-module.de/eng/pdf/zubehoer/sed1335.pdf>

- [12] Analog Devices, Inc. [on-line]. Katalogový list  
[cit. 2014-15-07]. Dostupné z:  
<http://www.analog.com/en/products/rf-microwave/pll-synth/adf4157.html>
- [13] Analog Devices, Inc. [on-line]. Katalogový list  
[cit. 2014-15-07]. Dostupné z:  
[https://form.analog.com/Form\\_Pages/RFCComms/ADISimPll.aspx](https://form.analog.com/Form_Pages/RFCComms/ADISimPll.aspx)
- [14] Analog Devices, Inc. [on-line]. Katalogový list  
[cit. 2014-15-07]. Dostupné z:  
<http://www.analog.com/en/products/amplifiers/operational-amplifiers/high-voltage-amplifiers-greaterthanequalto-12v/op07.html>
- [15] STMicroelectronics [on-line]. Katalogový list  
[cit. 2014-15-07]. Dostupné z:  
<http://www.st.com/web/en/resource/technical/document/datasheet/CD00000545.pdf>
- [16] Analog Devices, Inc. [on-line]. Katalogový list  
[cit. 2014-15-07]. Dostupné z:  
<http://www.analog.com/en/products/rf-microwave/pll-synth/adf4351.html#product-overview>
- [17] Linear.com [on-line]. Katalogový list  
[cit. 2014-15-07]. Dostupné z:  
<http://cds.linear.com/docs/en/datasheet/5510f.pdf>
- [18] Firstsourceinc.com [on-line]. Katalogový list  
[cit. 2014-15-07]. Dostupné z:  
<http://www.firstsourceinc.com/DataSheets/MACom%20Tech/MAMX-007238-CM25MH.pdf>
- [19] Mini-Circuits [on-line]. Katalogový list  
[cit. 2014-15-07]. Dostupné z:  
[www.minicircuits.com/pdfs/MAR-3SM+.pdf](http://www.minicircuits.com/pdfs/MAR-3SM+.pdf)
- [20] Texas Instruments Inc [on-line]. Katalogový list  
[cit. 2014-15-07]. Dostupné z:  
<http://www.ti.com/tool/tina-ti>
- [21] Digikey.com [on-line]. Katalogový list  
[cit. 2014-15-07]. Dostupné z:  
<http://media.digikey.com/pdf/Data%20Sheets/Epcos%20PDFs/B39871B3762Z810.pdf>
- [22] Mouser.com [on-line]. Katalogový list  
[cit. 2014-15-07]. Dostupné z:  
<http://www.mouser.com/ds/2/281/p50e-522732.pdf>
- [23] Mouser.com [on-line]. Katalogový list  
[cit. 2014-15-07]. Dostupné z:  
<http://www.mouser.com/ds/2/122/mono%20crystal%20filters-309914.pdf>

- [24] Lcd-module.de [on-line]. Katalogový list  
[cit. 2014-15-07]. Dostupné z:  
<http://www.lcd-module.de/eng/pdf/zubehoer/sed1335.pdf>
- [25] Microchip.com [on-line]. Katalogový list  
[cit. 2014-15-07]. Dostupné z:  
<http://ww1.microchip.com/downloads/en/DeviceDoc/60001168F.pdf>
- [26] Crystek.com [on-line]. Katalogový list  
[cit. 2014-15-07]. Dostupné z:  
<http://www.crystek.com/home/vco/cvcodetail.aspx?pn=CVCO55BE-0800-1600>

## SEZNAM SYMBOLŮ, VELIČIN A ZKRATEK

FFT	Fast Fourier Transformation, diskrétní Fourierova transformace.
LCD	Liquid Crystal Display, displej z tekutých krystalů.
PLL	Phase Lock Loop, fázový závěs
RBW	Resolution Band Width, rozlišovací šířka pásma
VBW	Video Band Width, video šířka pásma
YIG	Yttrium Iron Garnet, výbrus yttria s příměsí železa
SAW	Surface Acoustic Wave, filtr s povrchovou akustickou vlnou
VCO	Voltage Controlled Oscillator, napětím řízený oscilátor

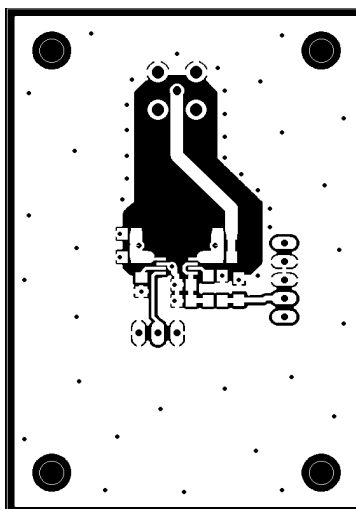
# A NÁVRHY PLOŠNÝCH SPOJŮ

## Obsah

A.1 Motiv desky plošného spoje detektoru, vrstva top.....	48
A.2 Motiv desky plošného spoje detektoru, vrstva bottom.....	48
A.3 Osazovací výkres desky plošného spoje detektoru, vrstva top.....	49
A.4 Motiv desky plošného spoje filtru SAW, vrstva top.....	49
A.5 Motiv desky plošného spoje filtru SAW, vrstva bottom.....	50
A.6 Osazovací výkres desky plošného spoje filtru SAW, vrstva top.....	50
A.7 Motiv desky plošného spoje modulu prvního směšovače, vrstva top.....	50
A.8 Motiv desky plošného spoje modulu prvního směšovače, vrstva bottom.....	51
A.9 Deska modulu prvního směšovače, osazovací výkres top.....	51
A.10 Motiv desky plošného spoje modulu druhého směšovače, vrstva bottom.....	51
A.11 Motiv desky plošného spoje modulu druhého směšovače, vrstva top.....	52
A.12 Osazovací výkres desky plošného spoje modulu druhého směšovače, vrstva top.....	52
A.13 Motiv desky plošného spoje prvního fázového závěsu, vrstva bottom.....	53
A.14 Motiv desky plošného spoje prvního fázového závěsu, vrstva top.....	53
A.15 Osazovací výkres desky plošného spoje prvního fázového závěsu, vrstva top.....	54
A.16 Motiv desky plošného spoje druhého fázového závěsu, vrstva bottom.....	54
A.17 Motiv desky plošného spoje druhého fázového závěsu, vrstva top.....	55
A.18 Osazovací výkres desky plošného spoje druhého fázového závěsu, vrstva top.....	55
A.19 Motiv desky plošného spoje zdroje, vrstva bottom.....	56
A.20 Osazovací výkres desky plošného spoje zdroje, vrstva top.....	57

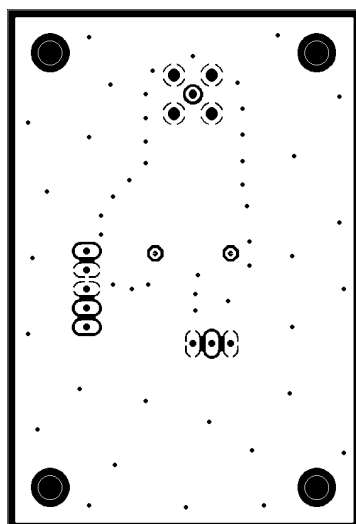
A.21 Motiv desky plošného spoje filtru BPF2, vrstva top.....	58
A.22 Motiv desky plošného spoje filtru BPF2, vrstva bottom.....	58
A.23 Osazovací výkres desky plošného spoje filtru BPF2, vrstva top.....	59
A.24 Motiv desky plošného spoje mezifrekvenčního zesilovače G2, vrstva top.....	59
A.25 Motiv desky plošného spoje mezifrekvenčního zesilovače G2, vrstva bottom	59
A.26 Osazovací výkres desky plošného spoje mezifrekvenčního zesilovače G2, vrstva top.....	60
A.27 Motiv desky plošného spoje s mikrokontrolérem, vrstva top.....	60
A.28 Motiv desky plošného spoje s mikrokontrolérem, vrstva bottom.....	61
A.29 Osazovací výkres desky plošného spoje s mikrokontrolérem, vrstva top.....	62
A.30 Motiv desky plošného spoje expanzní desky pro LCD, vrstva top.....	62
A.31 Motiv desky plošného spoje expanzní desky pro LCD, vrstva bottom.....	63
A.32 Osazovací výkres desky plošného spoje expanzní desky pro LCD, vrstva top .....	63
A.33 Osazovací výkres desky plošného spoje expanzní desky pro LCD, vrstva bottom.....	64
A.34 Osazovací výkres desky plošného spoje druhé expanzní desky pro klávesnici, vrstva bottom.....	64
A.35 Motiv desky plošného spoje druhé expanzní desky pro klávesnici, vrstva top .....	65
A.36 Motiv desky plošného spoje multiplexoru pro klávesnici, vrstva bottom.....	65
A.37 Osazovací výkres desky plošného spoje multiplexoru pro klávesnici, vrstva bottom.....	65

### **A.1 Motiv desky plošného spoje detektoru, vrstva top**



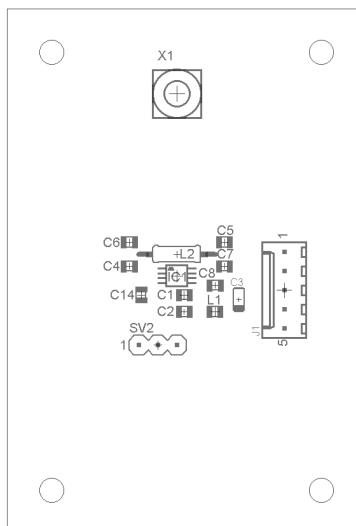
Rozměr desky 47,54 x 69,54 [mm], měřítko M1:1

### **A.2 Motiv desky plošného spoje detektoru, vrstva bottom**



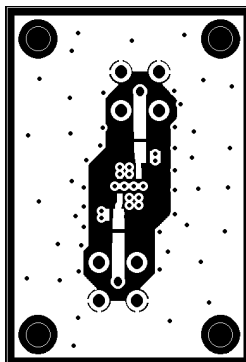
Rozměr desky 47,54 x 69,54 [mm], měřítko M1:1

### A.3 Osazovací výkres desky plošného spoje detektoru, vrstva top



Rozměr desky 47,54 x 69,54 [mm], měřítko M1:1

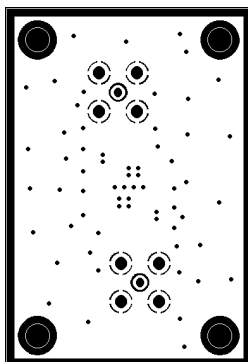
### A.4 Motiv desky plošného spoje filtru SAW, vrstva top



Rozměr desky 32,7 x 47,6 [mm], měřítko M1:1

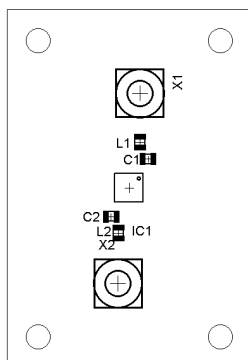


### A.5 Motiv desky plošného spoje filtru SAW, vrstva bottom



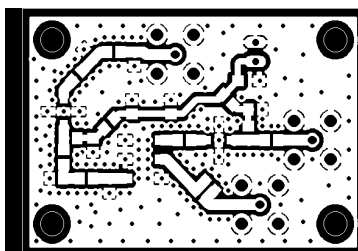
Rozměr desky 32,7 x 47,6 [mm], měřítko M1:1

### A.6 Osazovací výkres desky plošného spoje filtru SAW, vrstva top



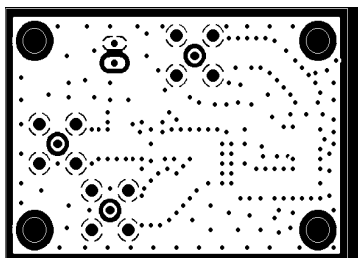
Rozměr desky 32,7 x 47,6 [mm], měřítko M1:1

### A.7 Motiv desky plošného spoje modulu prvního směšovače, vrstva top



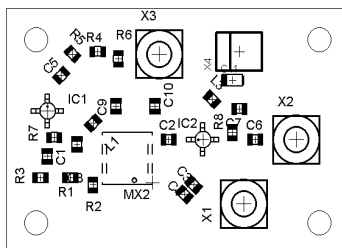
Rozměr desky 47,54 x 32,7 [mm], měřítko M1:1

### A.8 Motiv desky plošného spoje modulu prvního směšovače, vrstva bottom



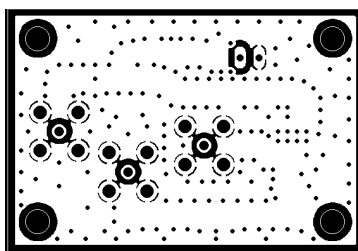
Rozměr desky 47,54 x 32,7 [mm], měřítko M1:1

### A.9 Deska modulu prvního směšovače, osazovací výkres top



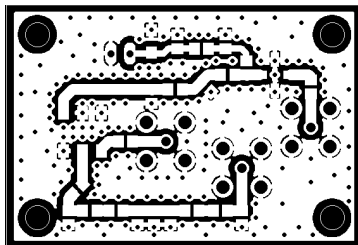
Rozměr desky 47,54 x 32,7 [mm], měřítko M1:1

### A.10 Motiv desky plošného spoje modulu druhého směšovače, vrstva bottom



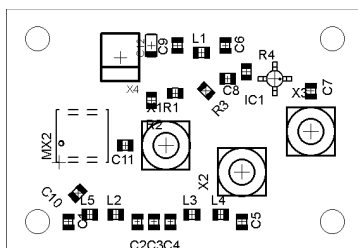
Rozměr desky 47,54 x 32,54 [mm], měřítko M1:1

### A.11 Motiv desky plošného spoje modulu druhého směšovače, vrstva top



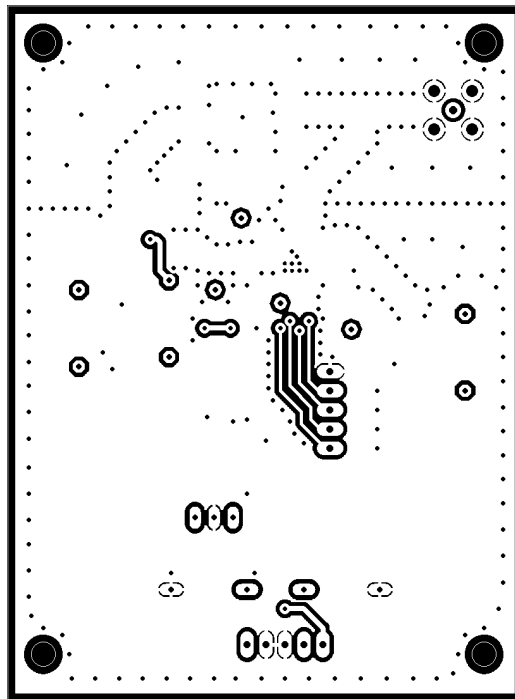
Rozměr desky 47,54 x 32,54 [mm], měřítko M1:1

### A.12 Osazovací výkres desky plošného spoje modulu druhého směšovače, vrstva top



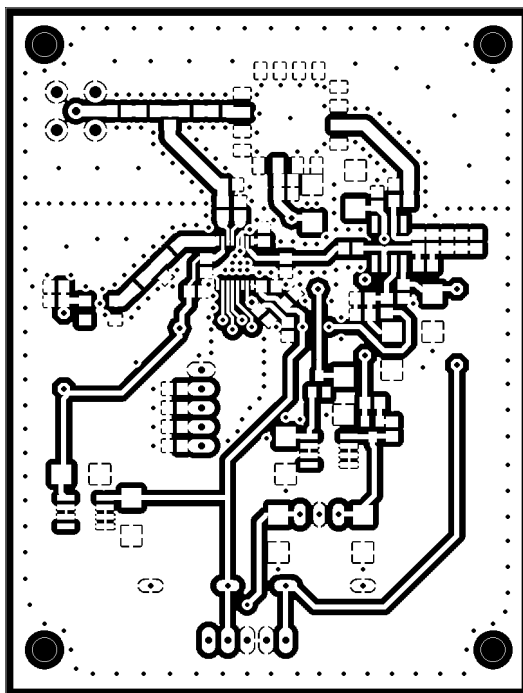
Rozměr desky 47,54 x 32,54 [mm], měřítko M1:1

**A.13 Motiv desky plošného spoje prvního fázového závěsu, vrstva bottom**



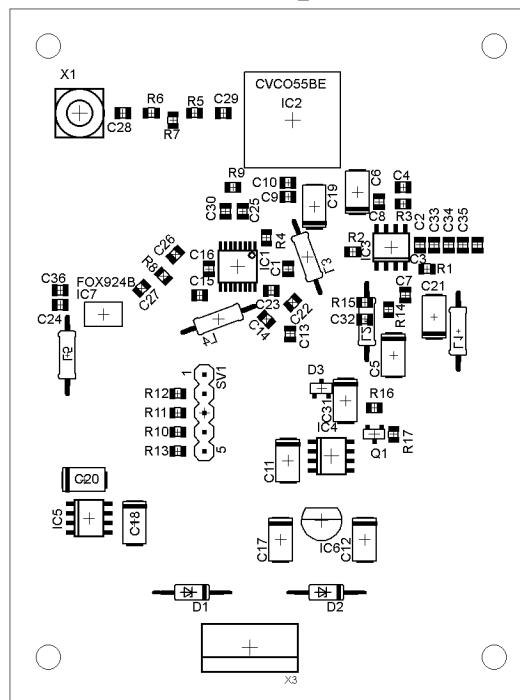
Rozměr desky 68,91 x 92,54 [mm], měřítko M1:1

**A.14 Motiv desky plošného spoje prvního fázového závěsu, vrstva top**



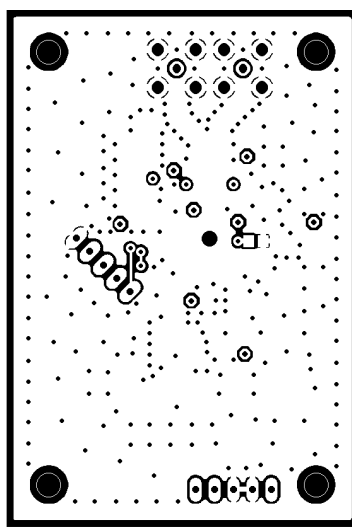
Rozměr desky 68,91 x 92,54 [mm],  
měřítko M1:1

## A.15 Osazovací výkres desky plošného spoje prvního fázového závěsu, vrstva top



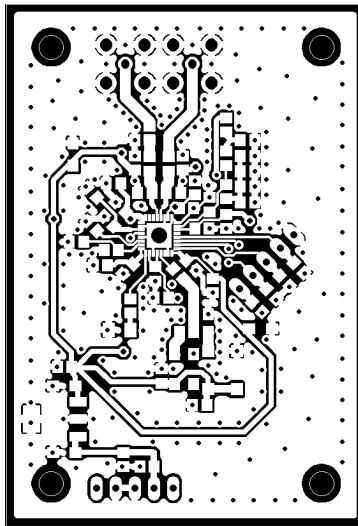
Rozměr desky 68,91 x 92,54 [mm], měřítko M1:1

## A.16 Motiv desky plošného spoje druhého fázového závěsu, vrstva bottom



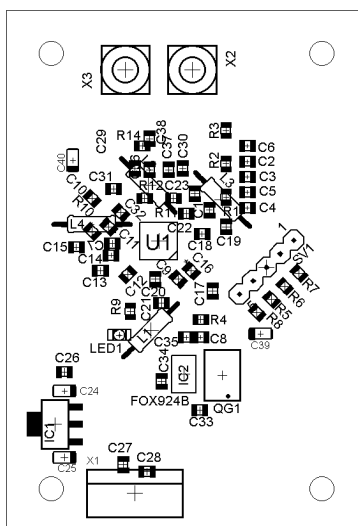
Rozměr desky 47,54 x 69,54 [mm], měřítko M1:1

### A.17 Motiv desky plošného spoje druhého fázového závěsu, vrstva top



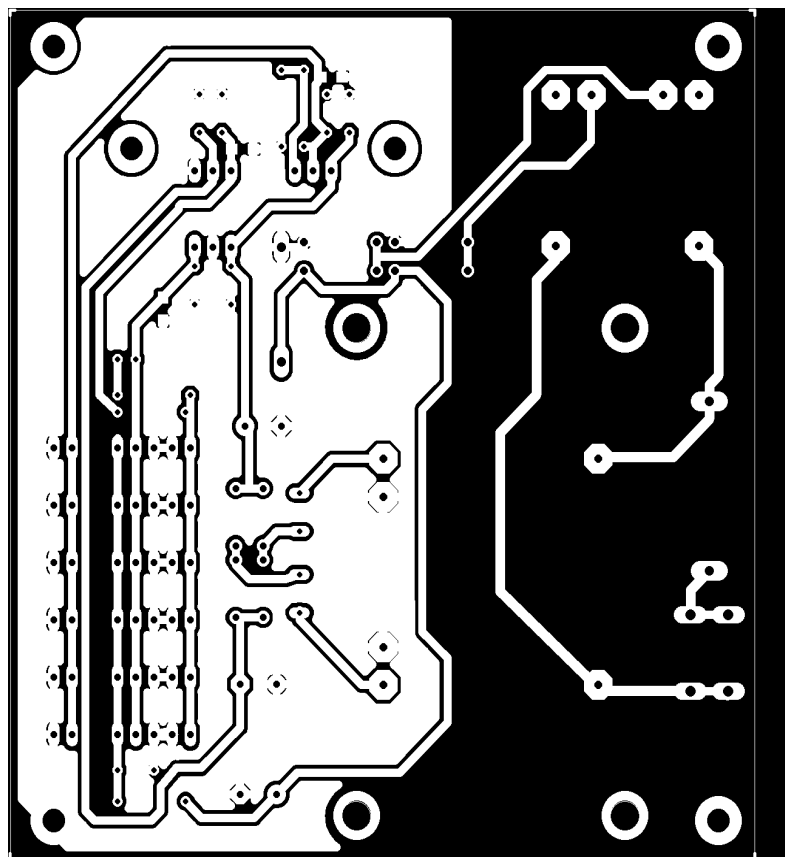
Rozměr desky 47,54 x 69,54 [mm], měřítko M1:1

### A.18 Osazovací výkres desky plošného spoje druhého fázového závěsu, vrstva top



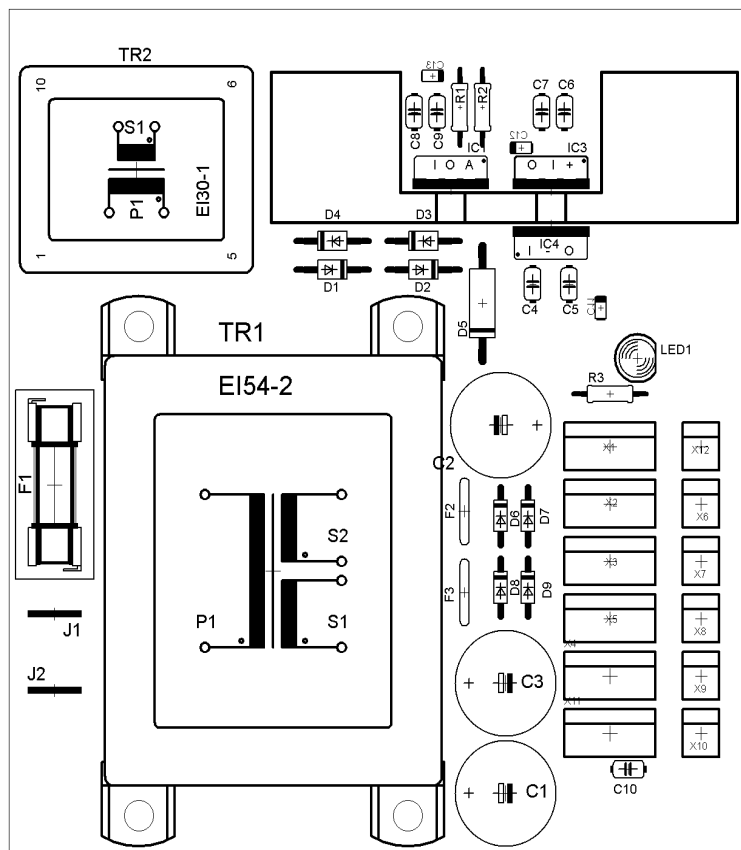
Rozměr desky 47,54 x 69,54 [mm], měřítko M1:1

### A.19 Motiv desky plošného spoje zdroje, vrstva bottom



Rozměr desky 103,8 x 112,7 [mm], měřítko M1:1

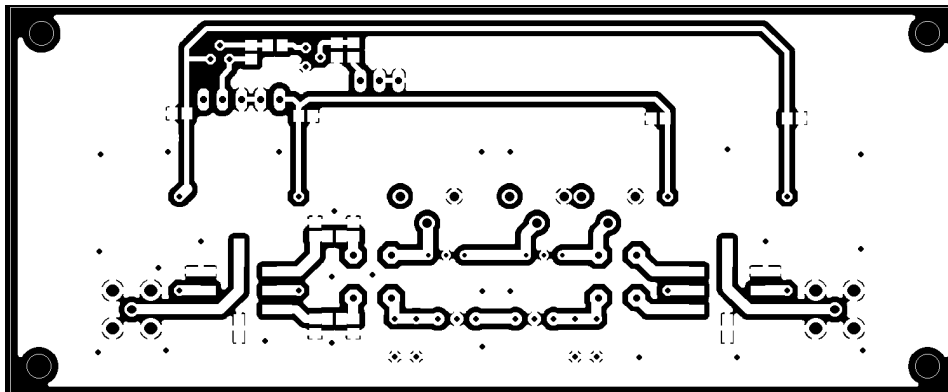
## A.20 Osazovací výkres desky plošného spoje zdroje, vrstva top



Rozměr desky 103,8 x 112,7 [mm], měřítko M1:1

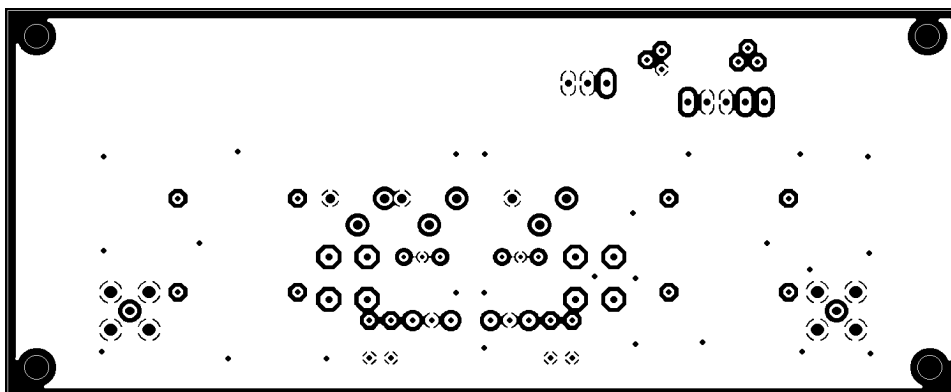


### A.21 Motiv desky plošného spoje filtru BPF2, vrstva top



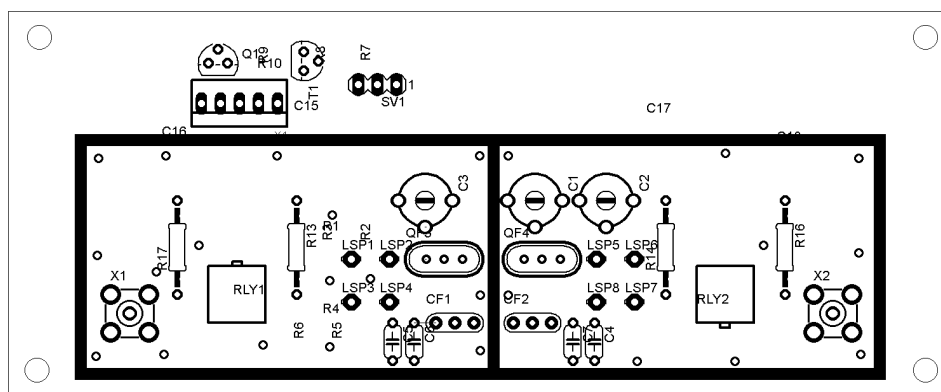
Rozměr desky 126,03 x 52,06 [mm], měřítko M1:1

### A.22 Motiv desky plošného spoje filtru BPF2, vrstva bottom



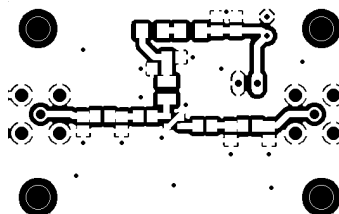
Rozměr desky 126,03 x 52,06 [mm], měřítko M1:1

## A.23 Osazovací výkres desky plošného spoje filtru BPF2, vrstva top



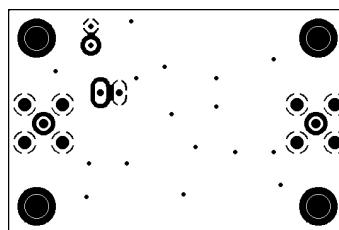
Rozměr desky 126,03 x 52,06 [mm], měřítko M1:1

## A.24 Motiv desky plošného spoje mezifrekvenčního zesilovače G2, vrstva top



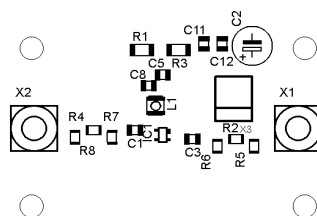
Rozměr desky 45,09 x 29,85 [mm], měřítko M1:1

## A.25 Motiv desky plošného spoje mezifrekvenčního zesilovače G2, vrstva bottom



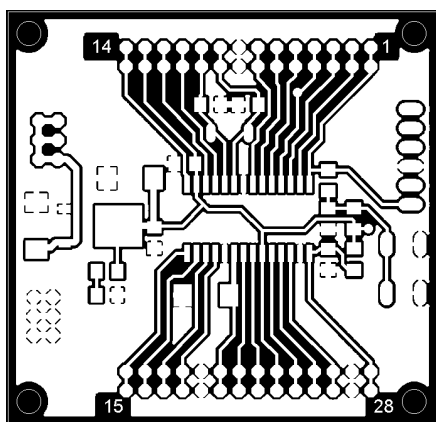
Rozměr desky 45,09 x 29,85 [mm], měřítko M1:1

## A.26 Osazovací výkres desky plošného spoje mezifrekvenčního zesilovače G2, vrstva top



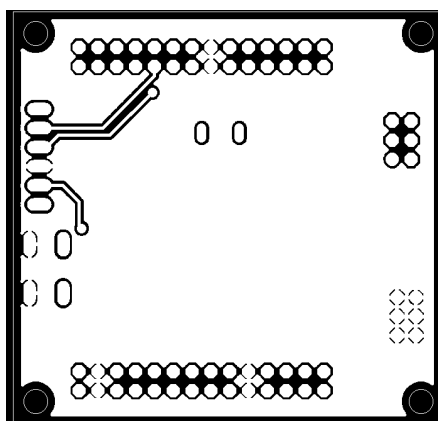
Rozměr desky 45,09 x 29,85 [mm], měřítko M1:1

## A.27 Motiv desky plošného spoje s mikrokontrolérem, vrstva top



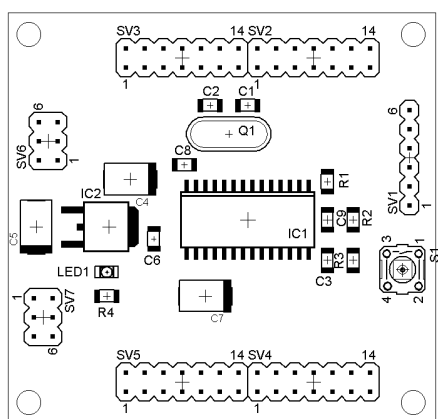
Rozměr desky 57,8 x 55 [mm], měřítko M1:1

## A.28 Motiv desky plošného spoje s mikrokontrolérem, vrstva bottom



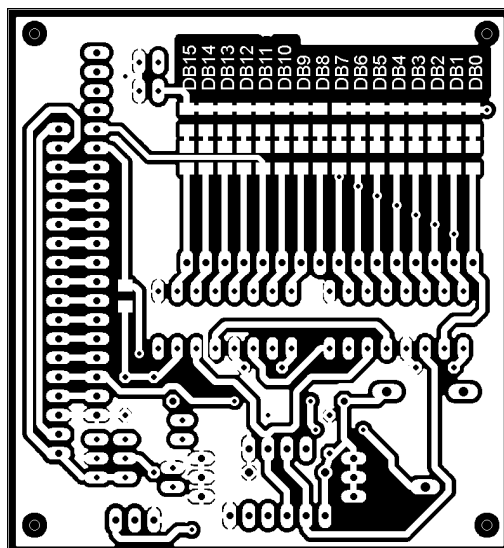
Rozměr desky 57,8 x 55 [mm], měřítko M1:1

## A.29 Osazovací výkres desky plošného spoje s mikrokontrolérem, vrstva top



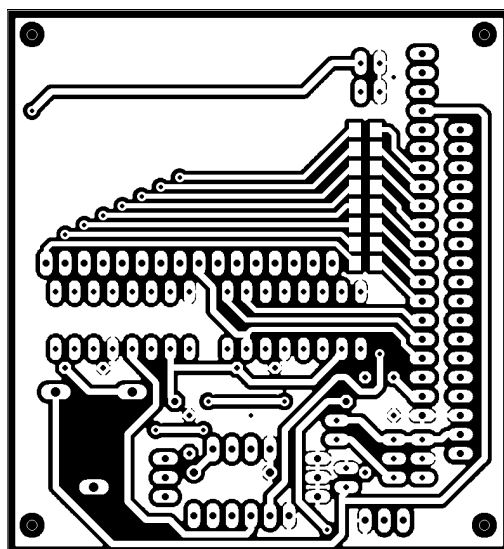
Rozměr desky 57,8 x 55 [mm], měřítko M1:1

**A.30 Motiv desky plošného spoje expanzní desky pro LCD,  
vrstva top**



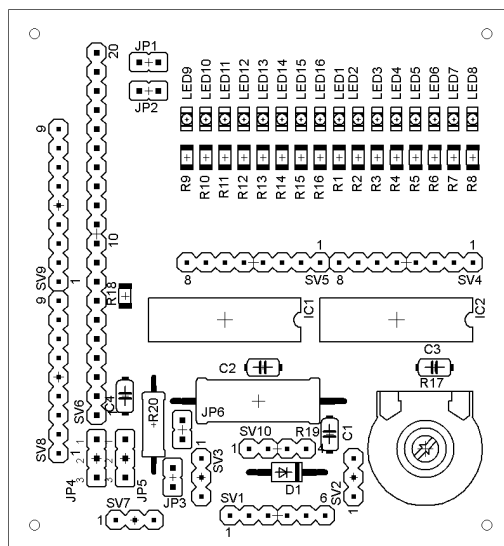
Rozměr desky 66,6 x 72,37 [mm], měřítko M1:1

**A.31 Motiv desky plošného spoje expanzní desky pro LCD,  
vrstva bottom**



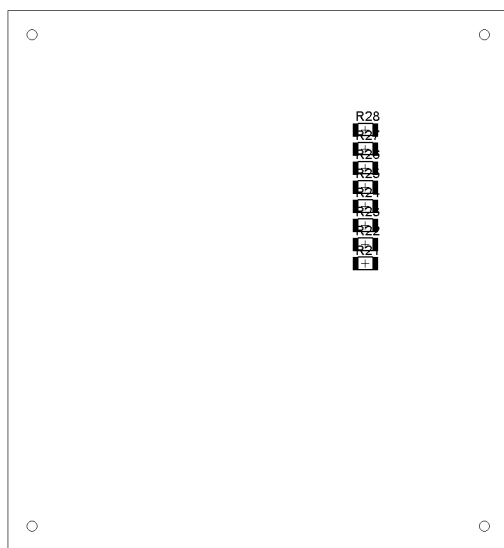
Rozměr desky 66,6 x 72,37 [mm], měřítko M1:1

### A.32 Osazovací výkres desky plošného spoje expanzní desky pro LCD, vrstva top



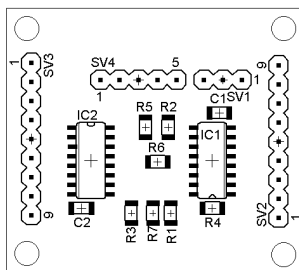
Rozměr desky 66,6 x 72,37 [mm], měřítko M1:1

### A.33 Osazovací výkres desky plošného spoje expanzní desky pro LCD, vrstva bottom



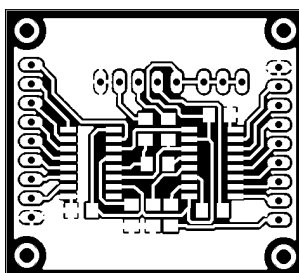
Rozměr desky 66,6 x 72,37 [mm], měřítko M1:1

### A.34 Osazovací výkres desky plošného spoje druhé expanzní desky pro klávesnici, vrstva bottom



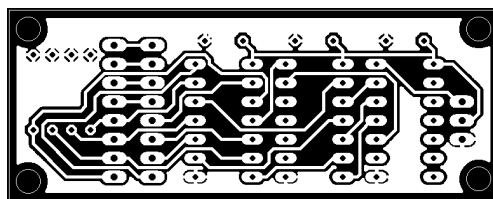
Rozměr desky 39,6 x 35,5 [mm], měřítko M1:1

### A.35 Motiv desky plošného spoje druhé expanzní desky pro klávesnici, vrstva top



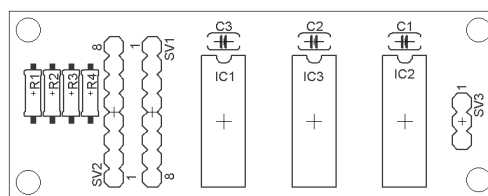
Rozměr desky 39,6 x 35,5 [mm], měřítko M1:1

### A.36 Motiv desky plošného spoje multiplexoru pro klávesnici, vrstva bottom



Rozměr desky 65,09 x 25,7 [mm], měřítko M1:1

### A.37 Osazovací výkres desky plošného spoje multiplexoru pro klávesnici, vrstva bottom



Rozměr desky 65,09 x 25,7 [mm], měřítko M1:1



## B SEZNAMY SOUČÁSTEK

### Obsah

B.1 Seznam součástek detektoru.....	68
B.2 Seznam součástek filtru SAW.....	69
B.3 Seznam součástek prvního směšovač.....	69
B.4 Seznam součástek druhého směšovač.....	70
B.5 Seznam součástek prvního fázového závěsu.....	70
B.6 Seznam součástek druhého fázového závěsu.....	71
B.7 Seznam součástek expanzní desky pro LCD.....	72
B.8 Seznam součástek druhé expanzní desky pro klávesnici.....	73
B.9 Seznam součástek mezifrekvenčního zesilovače G2.....	73
B.10 Seznam součástek plošného spoje filtru BPF2.....	74
B.11 Seznam součástek plošného spoje s mikrokontrolérem.....	74
B.12 Seznam součástek napájecí zdroj.....	75

### B.1 Seznam součástek detektoru

Qty	Value	Device	Parts
1		CPOL-EUSMCA	C3
1		MA03-1	SV2
1	3,3uH	L-EU0207/10	L2
2	4n7	C-EUC0805	C8, C14
1	22-27-2051-05	22-27-2051-05	J1
2	47p	C-EUC0805	C4, C7
1	100n	C-EUC0805	C2
3	100p	C-EUC0805	C1, C5, C6
1	AD8310	AD8310	IC1

1	BU-SMA-V	BU-SMA-V	X1
1	L0805	L0805	L1

## B.2 Seznam součástek filtru SAW

Qty	Value	Device	Parts
2	0.8pF	C-EUC0805	C1, C2
2	21nH	L0805	L1, L2
1	B3762	B3762	IC1
2	BU-SMA-V	BU-SMA-V	X1, X2

## B.3 Seznam součástek prvního směšovač

Qty	Value	Device	Parts
6	1n	C-EUC0805	C2, C3, C6, C7, C8, C9
1	4u7	CPOL-EUSMCA	C11
1	8n2	C-EUC0805	C4
2	12	R-EU_R0805	R1, R4
1	22-23-2021	22-23-2021	X4
1	33R	R-EU_R0805	R8
1	47R	R-EU_R0805	R7
1	100n	C-EUC0805	C10
2	100p	C-EUC0805	C1, C5
2	330nH	L0805	L1, L3
4	470	R-EU_R0805	R2, R3, R5, R6
3	BU-SMA-V	BU-SMA-V	X1, X2, X3
1	ERA-5XSM	ERA-5XSM	IC2
1	MAR3-SM	MAR3-SM	IC1
1	RMS-11X	RMS-11X	MX2

## B.4 Seznam součástek druhého směšovač

Qty	Value	Device	Parts
4	1n	C-EUC0805	C6, C7, C8, C11

1	4,7uF	CPOL-EUSMCA	C12
1	8n2	C-EUC0805	C10
1	12R	R-EU_R0805	R1
1	22-23-2021	22-23-2021	X4
1	47	R-EU_R0805	R4
1	100n	C-EUC0805	C9
2	100p	C-EUC0805	C2, C3
1	150n	L0805	L1
4	150nH	L0805	L2, L3, L4, L5
2	470R	R-EU_R0805	R2, R3
3	560p	C-EUC0805	C1, C4, C5
3	BU-SMA-V	BU-SMA-V	X1, X2, X3
1	MAR3-SM	MAR3-SM	IC1
1	RMS-11X	RMS-11X	MX2

## B.5 Seznam součástek prvního fázového závěsu

Qty	Value	Device	Parts
2		CPOL-EUC/6032-28R	C5, C21
5		L-EU0207/10	L1, L2, L3, L4, L5
1		MA05-1	SV1
1	1k	R-EU_R0805	R3
2	2n7	C-EUC0805	C1, C4
3	4,7uF	CPOL-EUC/6032-28R	C6, C19, C31
5	4u7/35	CPOL-EUC/6032-28R	C11, C12, C17, C18, C20
2	5V1	ZENER-DIODEDO35Z10	D1, D2
1	5k1	R-EU_R0805	R4
7	10k	R-EU_R0805	R10, R11, R12, R13, R14, R15, R17
2	10n	C-EUC0805	C26, C27
1	15n	C-EUC0805	C3

3	18	R-EU_R0805	R5, R6, R7
1	22-23-2051	22-23-2051	X3
1	22k	R-EU_R0805	R16
3	51	R-EU_R0805	R1, R8, R9
1	100	R-EU_R0805	R2
12	100n	C-EUC0805	C2, C7, C8, C9, C13, C15, C22, C24, C32, C33, C34, C35
4	100p	C-EUC0805	C25, C28, C29, C30
5	820p	C-EUC0805	C10, C14, C16, C23, C36
1	ADF4157	ADF4157	IC1
1	BAT54	BAT54	D3
1	BC818-16SMD	BC818-16SMD	Q1
1	BU-SMA-V	BU-SMA-V	X1
1	CVCO55BE	CVCO55BE	IC2
1	FOX924B	FOX924B	IC7
1	LE33	LE33	IC5
1	MC78L24	MC78L24	IC6
1	OP27D	OP27D	IC3
1	TL750L12CD	TL750L12CD	IC4

## B.6 Seznam součástek druhého fázového závěsu

Qty	Value	Device	Parts
2		CPOL-EUSMCA	C39, C40
4		L-EU0207/10	L1, L2, L3, L4
1		LEDSMT1206	LED1
1		MA05-1	SV1
8	1n	C-EUC0805	C8, C9, C33, C34, C35, C36, C37, C38
2	4,7u	CPOL-EUSMCA	C24, C25
1	5k1	R-EU_R0805	R10
4	10k	R-EU_R0805	R5, R6, R7, R8
1	10n	C-EUC0805	C7
1	22-23-2051	22-23-2051	X1

1	27n	C-EUC0805	C6
1	33	R-EU_R0805	R2
1	47n	C-EUC0805	C1
3	51	R-EU_R0805	R1, R4, R14
2	51R	R-EU_R0805	R11, R12
11	100n	C-EUC0805	C5, C10, C13, C15, C17, C19, C21, C23, C26, C27, C31
11	100p	C-EUC0805	C11, C12, C14, C16, C18, C20, C22, C28, C29, C30, C32
1	180	R-EU_R0805	R3
3	220n	C-EUC0805	C2, C3, C4
1	330	R-EU_R0805	R9
1	ADF4351BCPZ	ADF4351BCPZ	U1
2	BU-SMA-V	BU-SMA-V	X2, X3
1	FOX924B	FOX924B	IC2
1	MC33275ST	MC33275ST	IC1
1	SM77H	SM77H	QG1

## B.7 Seznam součástek expanzní desky pro LCD

Qty	Value	Device	Parts
4		C-EU050-024X044	C1, C2, C3, C4
4		JP1E	JP1, JP2, JP3, JP6
2		JP2E	JP4, JP5
16		LEDSMT1206	LED1, LED2, LED3, LED4, LED5, LED6, LED7, LED8, LED9, LED10, LED11, LED12, LED13, LED14, LED15, LED16
3		MA03-1	SV2, SV3, SV7
1		MA04-1	SV10
1		MA06-1	SV1
2		MA08-1	SV4, SV5
2		MA09-1	SV8, SV9
1		MA20-1	SV6
1	1N4004	1N4004	D1

17	1k	R-EU_R1206	R1, R2, R3, R4, R5, R6, R7, R8, R9, R10, R11, R12, R13, R14, R15, R16, R18
8	10	R-EU_R1206	R21, R22, R23, R24, R25, R26, R27, R28
1	10k	TRIM_EU-LI15	R17
2	74HC595N	74HC595N	IC1, IC2
1	100R	R-EU_0309/12	R20
1	100R	R-EU_0617/22	R19

## B.8 Seznam součástek druhé expanzní desky pro klávesnici

Qty	Value	Device	Parts
1		MA03-1	SV1
1		MA05-1	SV4
2		MA09-1	SV2, SV3
7	0	R-EU_R1206	R1, R2, R3, R4, R5, R6, R7
2	74HC595D	74HC595D	IC1, IC2
2	100n	C-EUC1206	C1, C2

## B.9 Seznam součástek mezifrekvenčního zesilovače G2

Qty	Value	Device	Parts
4		C-EUC0805	C5, C8, C11, C12
1		CPOL-EUE2.5-6	C2
1		L-EUL2825P	L1
1		R-EU_M0805	R4
1	0	R-EU_M0805	R2
2	10nF	C-EUC0805	C1, C3
2	22	R-EU_R1206	R1, R3
1	22-23-2021	22-23-2021	X3
1	BGA616	BGA616	IC1
2	BU-SMA-V	BU-SMA-V	X1, X2
4	inf	R-EU_M0805	R5, R6, R7, R8

## B.10 Seznam součástek plošného spoje filtru BPF2

Qty	Value	Device	Parts
4		C-EUC0805	C15, C16, C17, C18
3		C-TRIMM808	C1, C2, C3
1		MA03-1	SV1
6		R-EU_M0805	R1, R2, R3, R4, R5, R6
4	0	R-EU_0207/12	R13, R14, R16, R17
4	10k	R-EU_M0805	R7, R8, R9, R10
1	22-23-2051	22-23-2051	X4
2	22p	C-EU050-024X044	C6, C7
2	100p	C-EU050-024X044	C4, C5
2	1720M	1720M	RLY1, RLY2
1	BC327	BC327	Q1
1	BC337	BC337	T1
2	BU-SMA-V	BU-SMA-V	X1, X2
2	ECS-10.7-7.5A	ECS-10.7-7.5A	QF3, QF4
8	LSP10	LSP10	LSP1, LSP2, LSP3, LSP4, LSP5, LSP6, LSP7, LSP8
2	MFF10.7	MFF10.7	CF1, CF2

## B.11 Seznam součástek plošného spoje s mikrokontrolérem

Qty	Value	Device	Parts
1		10-XX	S1
4		C-EUC1206	C1, C2, C6, C8
1		LEDSMT1206	LED1
1		LM1117TO252	IC2
2		MA03-2	SV6, SV7
1		MA06-1	SV1
4		MA07-2	SV2, SV3, SV4, SV5
1		XTAL/S	Q1
1	0	R-EU_R1206	R3
2	1k	R-EU_R1206	R1, R4

1	10k	R-EU_R1206	R2
1	10u/35	CPOL-EUSMCD	C5
2	10uF/35	CPOL-EUSMCD	C4, C7
2	100n	C-EUC1206	C3, C9
1	PIC30MX270F256B	PIC30MX270F256B	IC1

## B.12 Seznam součástek napájecí zdroj

Qty	Value	Device	Parts
3	CPOL-EUSMCA		C11, C12, C13
1	EI30-1	TR2	
1	EI54-2B	TR1	
1	LED5MM	LED1	
1	LM317TS	IC1	
2	R-EU_0207/10	R1, R2	
1	SH22,5A	F1	
4	1N4004	1N4004	D1, D2, D3, D4
1	1N5361	ZENER-DIODE	C1702-15 D5
4	1N5818-B	1N5818-B	D6, D7, D8, D9
1	1k5	R-EU_0207/10	R3
2	2,2mF/25V	CPOL-EUE5-13	C2, C3
6	22-23-2021	22-23-2021	X6, X7, X8, X9, X10, X12
6	22-23-2051	22-23-2051	X1, X2, X3, X4, X5, X11
7	100n/50V	C-EU050-024X044	C4, C5, C6, C7, C8, C9, C10
1	470u/50V	CPOL-EUE5-13	C1
1	7805	78XXS	IC4
1	7905	79XXS	IC3
2	PIN262409-1	PIN262409-1	J1, J2
1	POLY_1A	POLYSWITCH	F2
1	POLY_1A	POLYSWITCH	F3

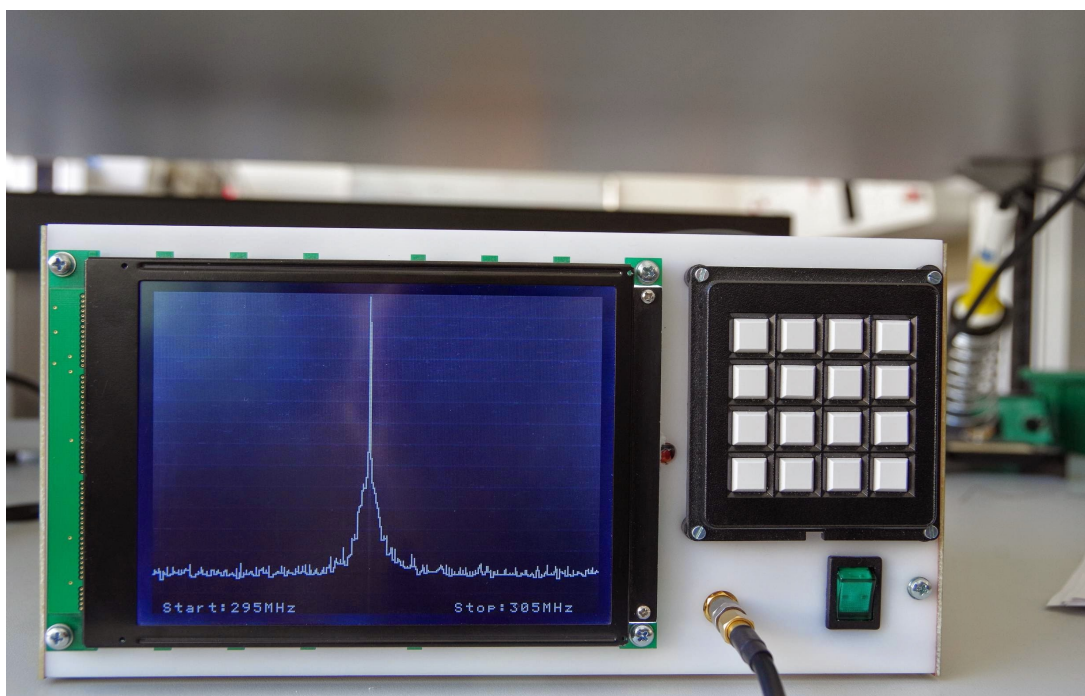


# **C FOTOGRAFICKÁ DOKUMENTACE A MĚŘENÍ**

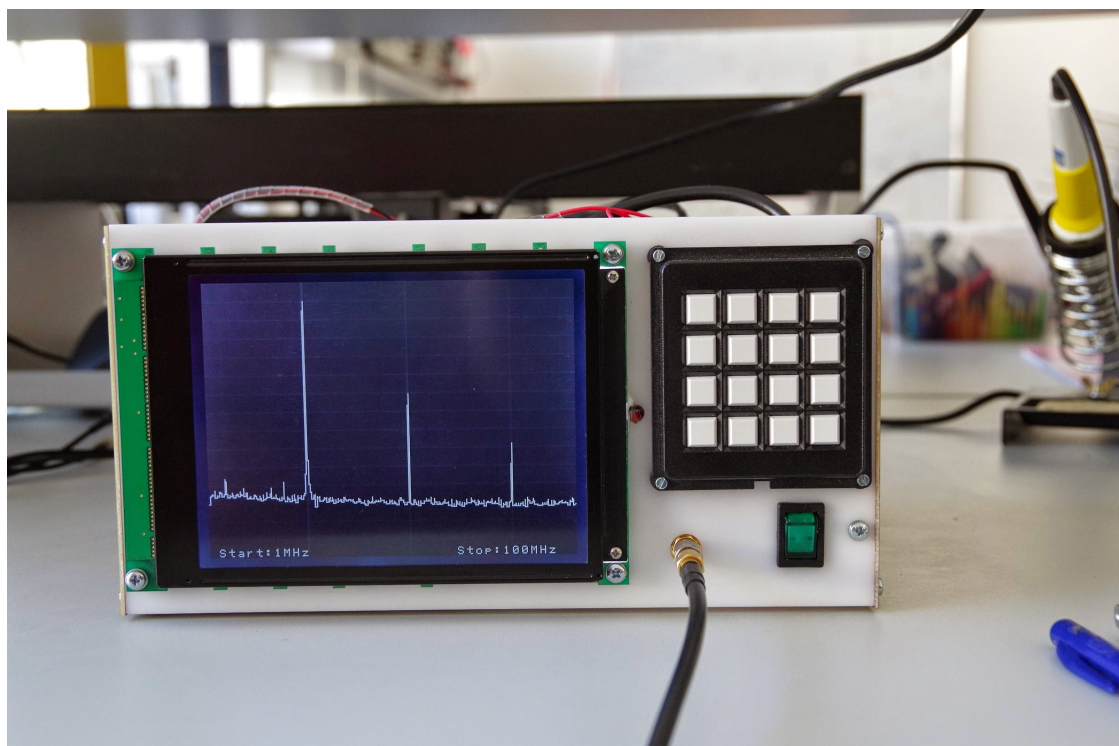
## **Obsah**

<b>C.1 Měření testovacího signálu 300 MHz.....</b>	<b>78</b>
<b>C.2 Analýza harmonických složek generátoru, testovací kmitočet 25 MHz.....</b>	<b>78</b>
<b>C.3 Analýza harmonických složek generátoru, testovací kmitočet 25 MHz na profesionálním spektrálním analyzátoru.....</b>	<b>80</b>
<b>C.4 Měření amplitudové modulace na kmitočtu 300 MHz, modulační kmitočet 80 kHz, 100% hloubka modulace.....</b>	<b>81</b>
<b>C.5 Měření frekvenční modulace na kmitočtu 300 MHz, zdvih 100 kHz, modulační kmitočet 80 kHz.....</b>	<b>82</b>
<b>C.6 Experimentální měření televizního multiplexu.....</b>	<b>84</b>
<b>C.7 Vnitřní uspořádání spektrálního analyzátoru.....</b>	<b>85</b>
<b>C.8 Test MF filtru pomocí S.A. Filtr nedokonale přizpůsoben.....</b>	<b>85</b>
<b>C.9 Test MF filtru pomocí spektrálního analyzátoru. Filtr přizpůsoben.....</b>	<b>86</b>

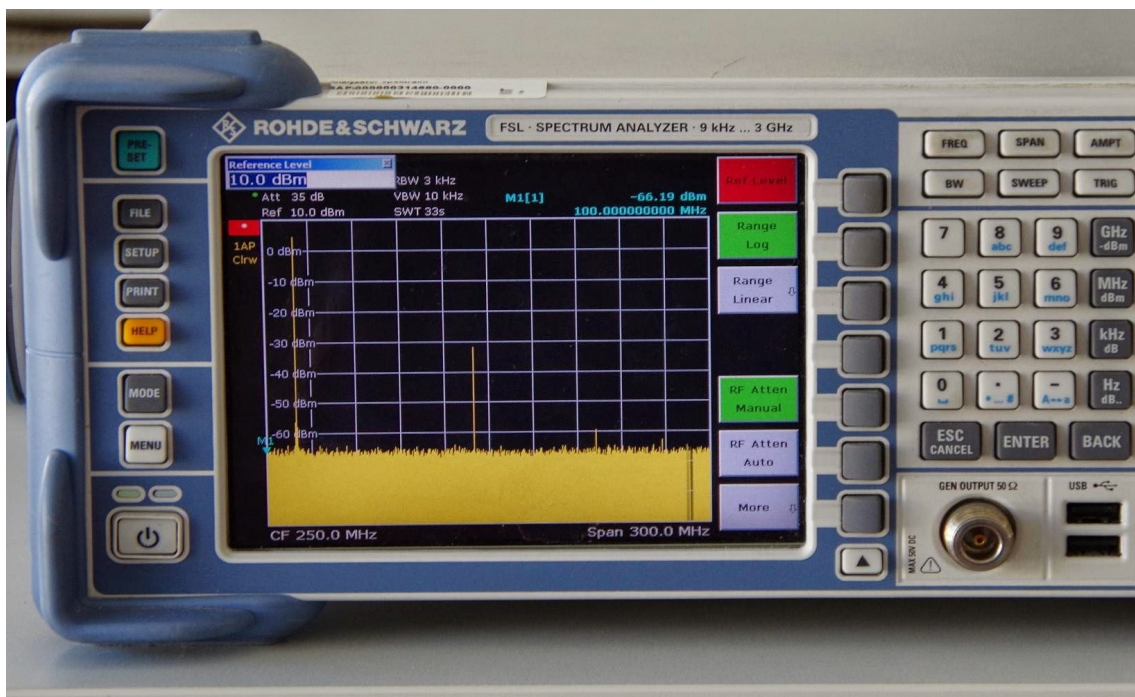
### C.1 Měření testovacího signálu 300 MHz ( -10 dBm )



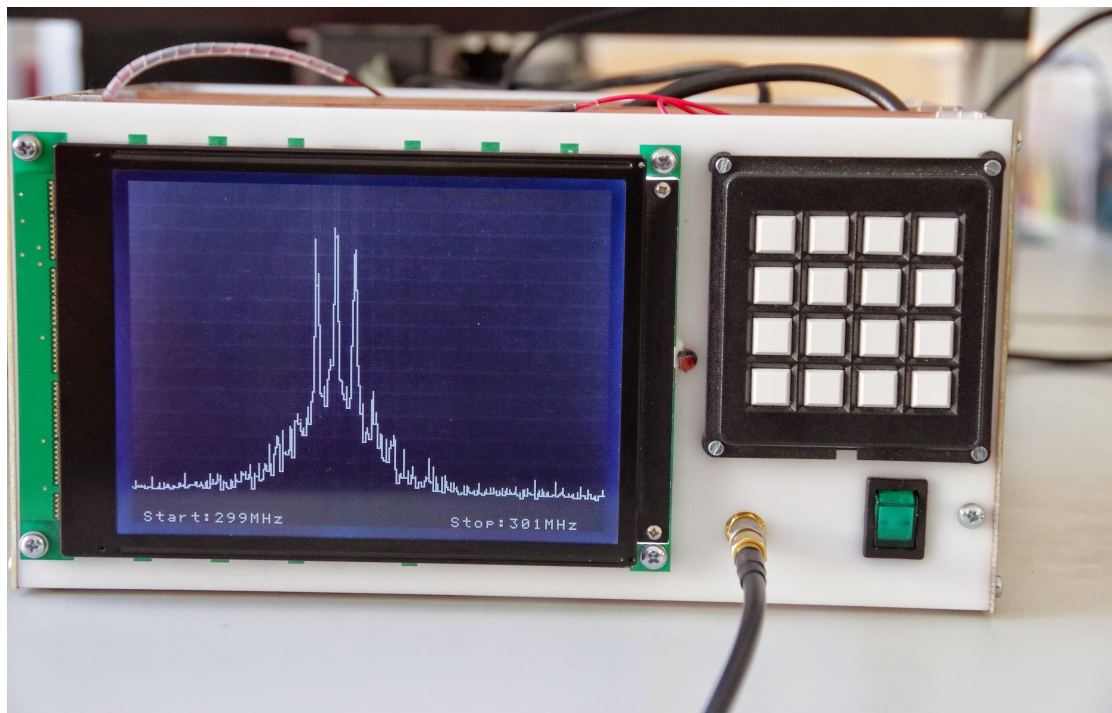
## C.2 Analýza harmonických složek generátoru, testovací kmitočet 25 MHz



### C.3 Analýza harmonických složek generátoru, testovací kmitočet 25 MHz na profesionálním spektrálním analyzátoru

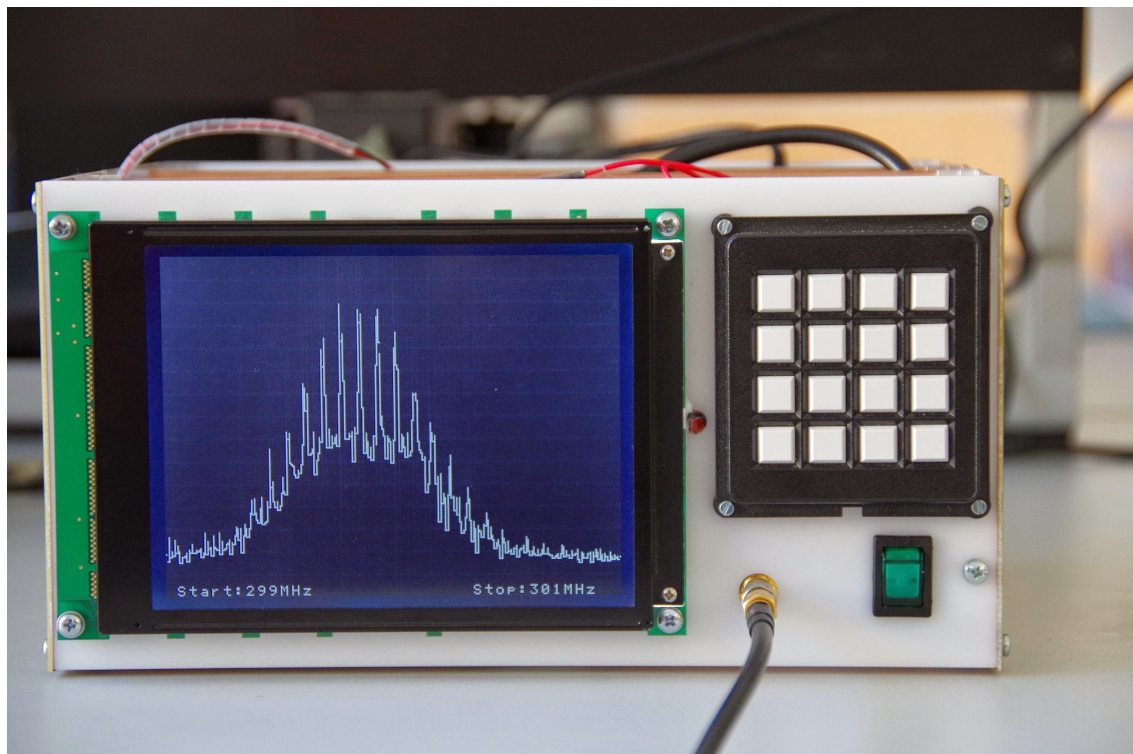


#### C.4 Měření amplitudové modulace na kmitočtu 300 MHz, modulační kmitočet 80 kHz, 100% hloubka modulace

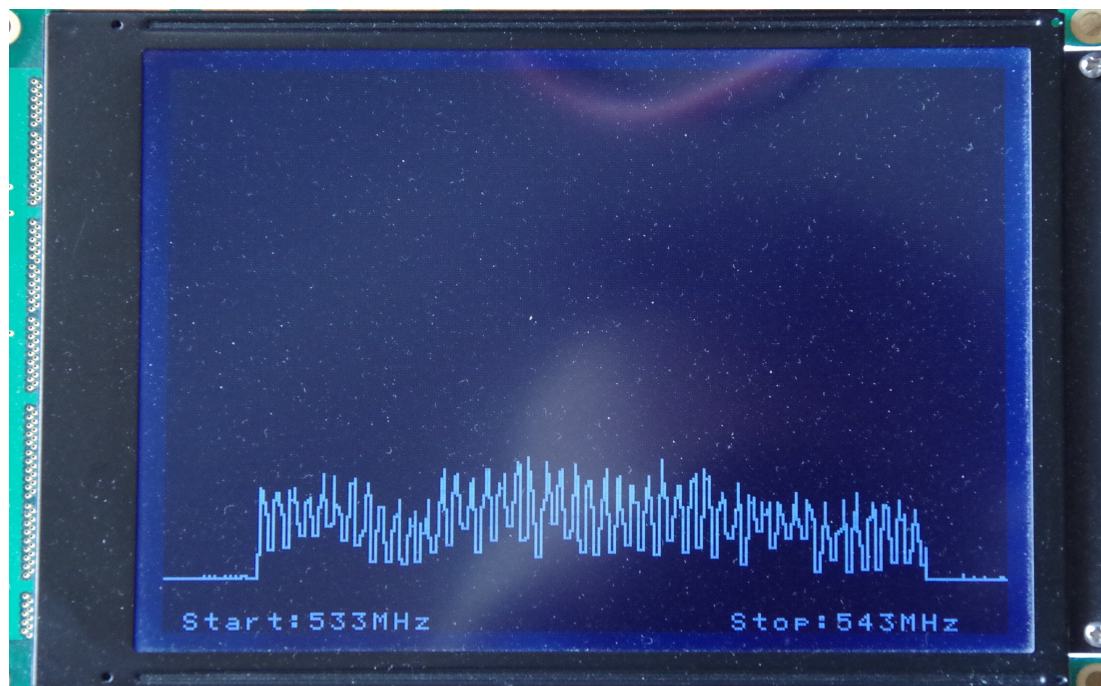




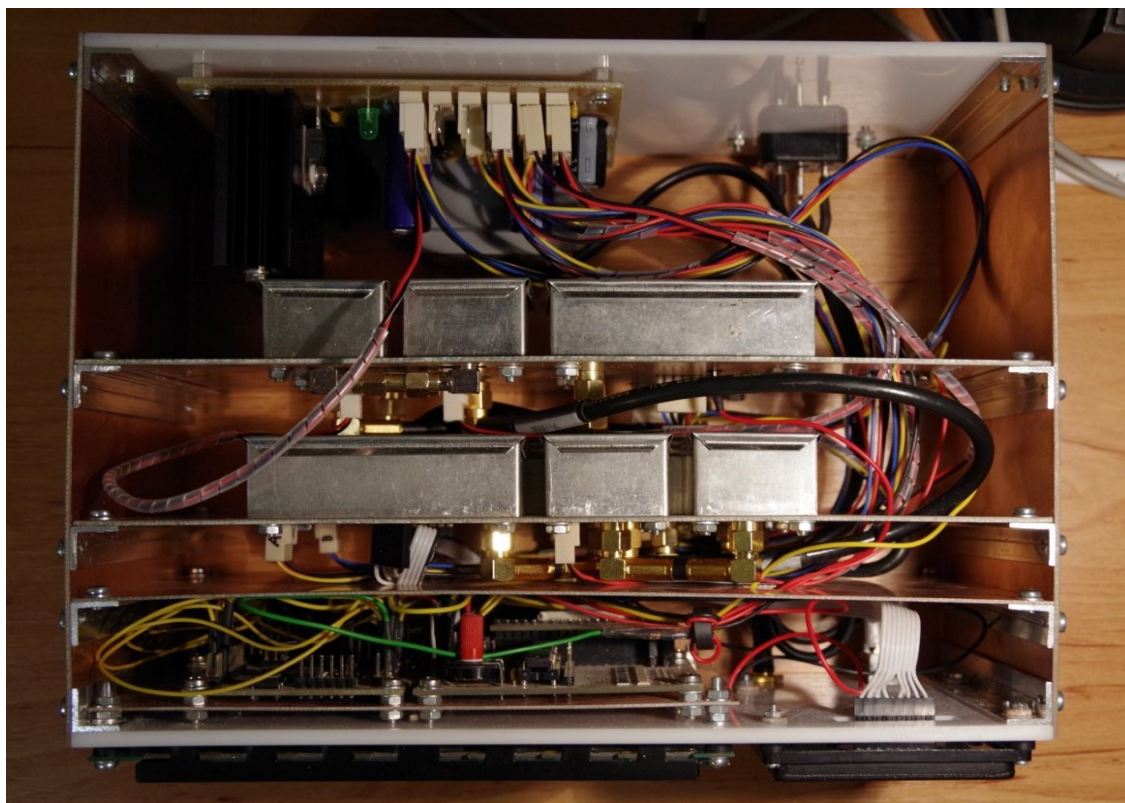
**C.5 Měření frekvenční modulace na kmitočtu 300 MHz,  
zdvih 100 kHz, modulační kmitočet 80 kHz**



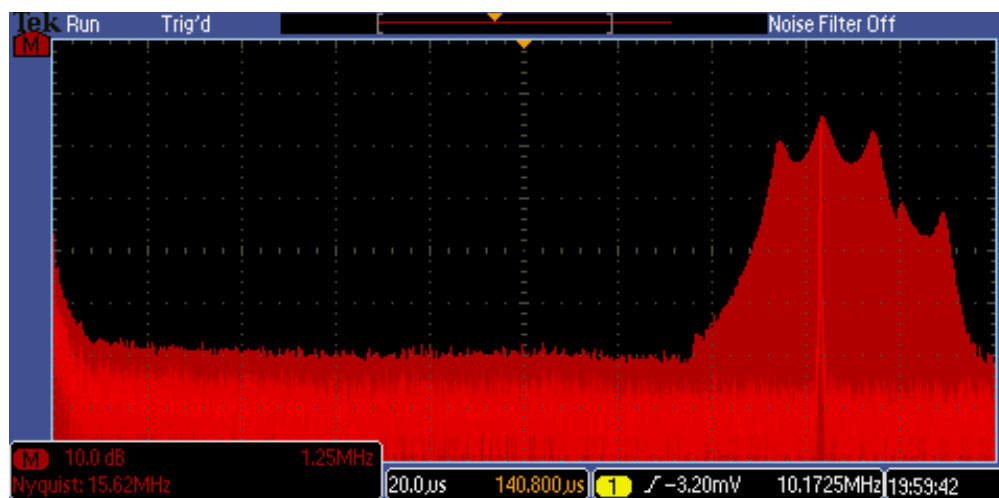
## C.6 Experimentální měření televizního multiplexu



## C.7 Vnitřní uspořádání spektrálního analyzátoru



## C.8 Test MF filtru pomocí S.A. Filtr nedokonale přizpůsoben





## C.9 Test MF filtru pomocí spektrálního analyzátoru. Filtr přizpůsoben

